Р. РИХТЕР

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

3

ОНТИ
НКТП СССР
1935

Р. РИХТЕР

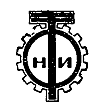
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

ТОМ III

ТРАНСФОРМАТОРЫ

Перевод с немецкого инж. Н. А. ГОЛУБЕВА
под редакцией проф. Г. Н. ПЕТРОВА

Допущено ГУУЗ НКТП в качестве учебного пособия для энергетических втузов



НКТП СССР
ОБЪЕДИНЕННОЕ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
ГЛАВНАЯ РЕДАКЦИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЛИТЕРАТУРЫ
МОСКВА * 1935 * ЛЕНИНГРАД

ELEKTRISCHE MASCHINEN

VON

DR.-ING. RUDOLF RICHTER

DRITTER BAND

DIE TRANSFORMATOREN

В третьей книге подробно излагаются: теория трансформаторов и основы расчета их. Многие специальные вопросы теории рассмотрены подробно и тщательно обоснованы.

Книга предназначается для студентов, специализирующихся по электрическим машинам, и инженеров электромашиностроительных заводов.

ЭЭ-20-5-2

Редактор инж. *А. Д. Смирнов.* Техред. *А. Д. Чаров.*

Сдано в производство 23/V—1935 г. Подписано к печати 22/VII—1935 г. Уполномоченный Главлита № В-22569. Энергоредакция № 49. Тираж 7000. Бумага $62 \times 94/_{16}$ $18^1/_4$ п. л. Кол. бум. л. $9^1/_8$. Кол. печ. знаков в 1 бум. л. 100064. Авт. л. 21,7. ТКК № 654. Зак. 2444.

4-я тип. ОНТИ НКТП СССР «Красный Печатник». Ленинград, Международный пр., 75а.

ОГЛАВЛЕНИЕ

А. Явления намагничивания

B. Явления рассеяния

Стр.

C. Перенапряжения

D. Рабочие свойства трансформатора

E. Специальные включения

F. Регулирование напряжения

G. Экспериментальное исследование

H. Конструирование трансформатора

I. Охлаждение и нагревание

Стр.

K. Электрический расчет и выбор изоляции

L. Проектирование

ПЕРЕЧЕНЬ ТАБЛИЦ

Стр.

ПРЕДИСЛОВИЕ АВТОРА

Длительная вопреки желанию задержка в появлении „Трансформаторов“ была бы неизбежна, если бы они, как это сначала предполагалось, были напечатаны в одном томе с асинхронными моторами. Поэтому глава о трансформаторах выделилась в этот небольшой самостоятельный том. Может быть иному покажется излишним обстоятельная трактовка этой специальной области электромашиностроения, если он вспомнит известную обширную работу по трансформаторам М. Видмара.

Однако я надеюсь дать в моей книге в сжатой форме много нового не только по способу изложения, но из области достижений и расчета трансформаторов, так что читатель при сравнении с книгой Видмара убедится, что ни одна из обеих не может полностью заменить другую.

Из моих сотрудников по обработке данного тома я мог бы первым долгом назвать моего бывшего ассистента доктора-инженера Теодора Бодефельда, теперь профессора техникума в Карлсруэ, и моих ассистентов доктора-инженера Иосифа Рейзера и дипломанта-инженера Теофиля Зитцлера. Рейзер и Зитцлер просмотрели всю рукопись, а Бодефельд большую часть ее, и способствовали при этом исправлению изложения и пополнению материала. Проф. Бодефельду я обязан также сжатым освещением новейшего состояния вопроса о перенапряжениях, чем я и воспользовался при изложении гл. С „Перенапряжения“. Многочисленные отдельные просчеты и экспериментальные исследования, которые были необходимы для количественного выяснения различных вопросов и частично использовались в этом томе, разрабатывались как дипломные работы в Электротехническом институте высшей технической школы в Карлсруэ под наблюдением ассистентов. Наряду с вышеназванными в работе приняли участие мой бывший ассистент-дипломант-инженер Эрнст Буркарт и мои ассистенты дипломант-инженер Людвиг Хесс и дипломант-инженер Вольфганг Мельхардт. Корректуру читал кроме Рейзера и Зитцлера еще мой бывший ассистент

доктор-инженер Франц Хейлес. Особенно ценным был для меня при этом многолетний опыт в трансформаторостроении Хейлеса.

Всем им я приношу сердечную благодарность за их сотрудничество и за их чуткое понимание моего хода мыслей, чем они в большой мере содействовали появлению этого тома. Я мог бы поблагодарить далее всех тех, к ним относятся также и дипломанты, которые помогали мне при обработке отдельных вопросов, но здесь особо не названы. Я благодарю также фирмы, которые предоставили в мое распоряжение чертежи и другие материалы и книгоиздательство Шпрингер, которое охотно шло навстречу всем моим желаниям.

Рудольф Рихтер

Карлсруэ, март 1932 г.

ПРЕДИСЛОВИЕ РЕДАКТОРА

Третий том капитального труда проф. Р. Рихтера — „Электрические машины" посвящен трансформаторам. Появление этого тома в 1932 г. знаменовало собой значительный шаг вперед в вопросах теории трансформаторов. Как правильно пишет в своем предисловии автор, его книга ни в какой мере не дублировала другого капитального труда по трансформаторам — книгу проф. М. Видмара — „Трансформаторы". Стиль этих двух книг совершенно различен. Книга Р. Рихтера содержит сжатое и строгое изложение основ современной теории трансформаторов и кратко освещает вопрос проектирования, несколько их математизируя. В противоположность этому книга М. Видмара мало разбирает общие вопросы теории и рассматривает главным образом вопросы проектирования в самом их общем виде.

К большим достоинствам книги Р. Рихтера следует отнести подробное и глубокое освещение процессов намагничения трансформаторов, одного из труднейших вопросов теории, оригинальное и чрезвычайно тщательное исследование условий параллельной работы трансформаторов, оригинальное изложение круговых диаграмм, свежесть материала в разделе испытаний и ряд оригинальных исследований по вопросам проектирования.

В иностранной специальной технической литературе нет книг, подобных книге Р. Рихтера, поэтому перевод ее на русский язык следует приветствовать. Советский читатель найдет в этой книге много для себя нового, несмотря на наличие у нас ряда трудов по трансформаторам.

Для студентов втузов, при изучении электрических машин, книга Р. Рихтера может служить хорошим пособием.

Г. Петров.

А. ЯВЛЕНИЯ НАМАГНИЧИВАНИЯ

В первом томе мы уже ознакомились в основном с принципом действия трансформатора (гл. I, С, 9), с его конструкцией (гл. II, А, 4) и углубили эти сведения во втором томе при рассмотрении основных уравнений (гл. I, 3, в) и явлений рассеяния. Этих основ достаточно, чтобы начать систематическое исследование работы трансформатора, останавливаясь более подробно на отдельных явлениях, наиболее существенных для работы трансформатора.

Для лучшего уяснения материала можно рекомендовать параллельно ознакомиться с гл. Н, в которой описаны конструкции выполненных трансформаторов более подробно, чем это сделано в первом томе (гл. II, А, 4). Прежде всего рассмотрим расчет намагничивающего тока и связанные с ним явления.

I. ОДНОФАЗНЫЙ ТРАНСФОРМАТОР

а) **Магнитная цепь и воздушный зазор.** При однофазном трансформаторе мы имеем простую магнитную цепь, какую мы уже изучали в первом томе в усложненной форме, применительно к конструкции вращающихся машин (гл. II, G).

Магнитная цепь в трансформаторе состоит из обмотанных сердечников, ярем и воздушных зазоров, наличие которых, как мы уже ранее видели (гл. II, А, 4, т. 1), обусловлено производственными соображениями. Влияние этих воздушных зазоров на намагничивающий ток тем больше, чем меньше трансформатор, так как длина сердечника и ярма увеличивается с ростом мощности, но длина воздушного зазора мало зависит от этого.

Совершенно малые трансформаторы — меньше 1 kVA — поэтому иногда устраивают также без воздушного зазора, неудобство намотки на замкнутые железные пакеты в этом случае влияет на стоимость трансформатора. Если трансформатор выполнен посредством сборки встык, то соответственные поверхности не должны соприкасаться непосредственно, но должны быть изолированы друг от друга посредством промежуточной прокладки.

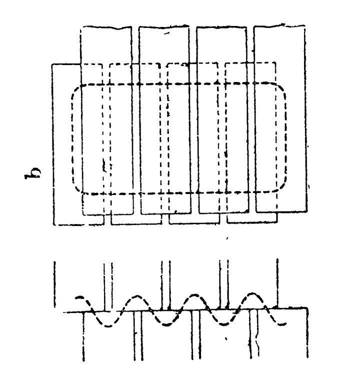
Эта электрическая изоляция противостоящих железных листов необходима для того, чтобы воспрепятствовать образованию вихревых токов, которые возникали бы, если бы тонкие изолирующие слои между железными листами соединяемых частей (например, ярмо и сердечник) образовали проводящие мостики.

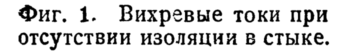
На фиг. 1 путь таких вихревых токов обозначен утолщенной пунктирной линией на двух проекциях железных пакетов. Для наглядности здесь изображены только по четыре пакета сердечника и ярма, и ширина сердечника в плоскости железных листов принята очень малой.

При тщательно выравненных соединяемых поверхностях железных пакетов необходимо для трансформаторов малой и средней мощности брать толщину изолирующей прокладки в стыке, как правило, равной

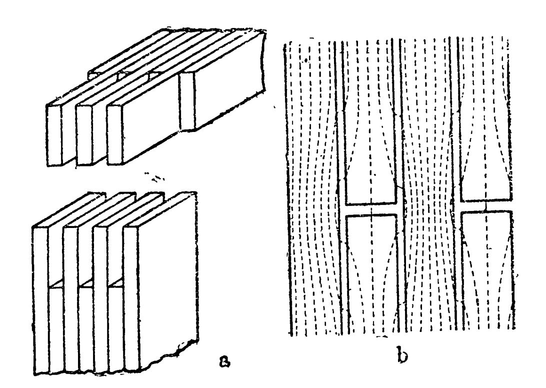
$$\delta = 0{,}15 \text{ mm}. \qquad (1)$$

При необработанном стыке необходимо применять изолирующую прокладку, усиленную до 1 mm, так как иначе возникает опасность того, что листы железа разрушат изолирующую прокладку. Если железо сердечников и ярем соединяется не





Фиг. 1. Вихревые токи при отсутствии изоляции в стыке.



Фиг. 2. Шихтовка железа (индукционные линии проведены пунктиром).

встык, а, как показано на фиг. 2, *a* и *b*, шихтуется, то индукционные линии вблизи места стыка двух листов железа переходят в соседние листы, вследствие чего разгружается воздушный зазор стыка. В этом случае действительная длина стыкового соединения зависит главным образом от магнитной нагрузки железного листа; она при практически встречающихся индукциях обыкновенно так мала, что, пренебрегая ею, можно считать

$$\delta = 0.$$

В дальнейшем суммарную длину пути $\sum \delta$ воздушного зазора отнесем к общей длине $L_{ж}$ железного пути и введем отношение

$$\eta = \frac{\sum \delta}{L_{ж}}. \qquad (2)$$

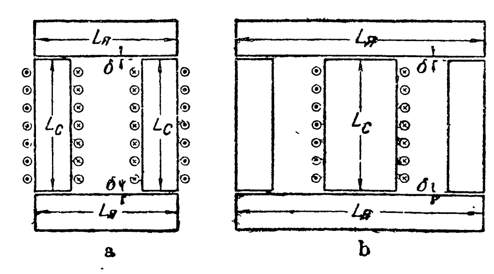
В однофазном трансформаторе мощностью 50 kVA с четырьмя воздушными зазорами около 0,15 mm $\eta \approx 4 \cdot 10^{-4}$, общая длина пути в воздухе составляет, следовательно, 0,04% общего пути в железе.

В дальнейшем мы постоянно будем иметь дело с высоколегированным железом (пунктирная кривая на фиг. 87, т. II), какое обычно применимо в трансформаторах на 50 Hz.

b) Мгновенное значение намагничивающего тока. Намагничивающий ток трансформатора получается известным образом из закона полного тока (гл. I, B, 3, т. I).

Мгновенное значение намагничивающего тока выражается соотношением

$$i=\frac{v}{w}, \qquad (3)$$



Фиг. 3. Однофазный стержневой *a* и однофазный броневой *b* трансформаторы.

в котором v — мгновенное значение магнитного напряжения обхода и w — число витков обмотки (соединенных последовательно), т. е. число проводов, обтекаемых намагничивающим током i, которое помещается в окне трансформатора (ср. гл. I, B, 3, т. I).

Магнитное напряжение обхода выражается достаточно точно для стержневого трансформатора (фиг. 3, *a*) через

$$v=2L_c h_c+2L_я h_я+4\delta h_в \qquad (3a)$$

и для броневого трансформатора (фиг. 3, *b*) через

$$v=L_c h_c+(L_я+L_c)\,h_я+2\delta\,(h_{в.\,c}+h_{в.\,я}). \qquad (3b)$$

При этом принято, что в случае броневого трансформатора площади сечений продольного и поперечного ярем одинаковы. h_c и $h_я$ — мгновенные значения напряженности поля в сердечнике и в ярме (строго средние значения по длине), $h_в$ — напряженность поля в воздушном зазоре при стержневом трансформаторе, $h_{в.c}$ и $h_{в.я}$ — напряженность поля в воздушном зазоре у сердечника и у боковых ярем броневого трансформатора.

Для определения напряженности поля в частях железа исходим из мгновенного значения потока φ в железе сердечника. Поток в расположенных параллельно железу рядом лежащих путях воздушного пространства при практически встречающихся индукциях для магнитной цепи без воздушного зазора исчезающе мал и может остаться не принятым во внимание. При магнитной цепи с воздушным зазором рассеяние вблизи мест соединения может привести к значительному уменьшению напряженности поля в частях железа, близких к стыку.

Индукцию в железе мы подсчитываем как частное от деления потока на площадь сечения железа, пренебрегая при этом рассеянием в местах соединения, так что расчет ведем с известной осторожностью. По индукции мы получаем по кривой намагничивания соответствующую напряженность поля. Кривые намагничива-

ния фиг. 87 и 88 второго тома даны для мгновенных значений индукций и сил поля и пренебрегая явлением гистерезиса.

Индукцию в воздушном зазоре получаем так же, как частное от деления потока на площадь сечения воздушного зазора, и, деля эту индукцию на проницаемость:

$$П_0 = 1{,}257 \cdot 10^{-8}\ \mathrm{H/cm} = 1{,}257\ \mathrm{G \cdot cm/A}, \qquad (4)$$

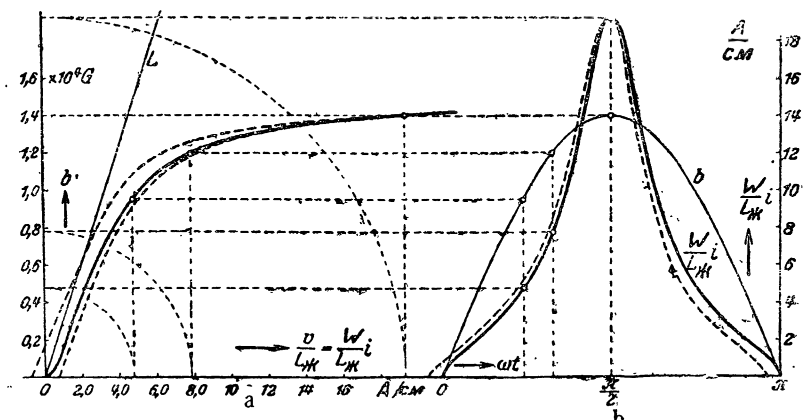
получаем напряженность поля в воздушном зазоре.

При определении площади сечения воздушного зазора необходимо принять во внимание распространение в нем индукционных линий. Приближенно мы приравниваем площадь сечения воздушного зазора к площади стыка, т. е. площади поперечного сечения железа, деленной на коэфициент $k_{ж}$, который представляет отношение площади сечения чистого железа к общему сечению сердечника, включая площадь сечения изоляции между листами железа (ср. т. I). Этот коэфициент мало отличается от единицы: при толщине железных листов в 0,5 mm и с обычной прокладочной бумагой он равен около 0,9 и при толщине в 0,35 mm — 0,86. Так как толщина воздушного зазора при сборке может быть установлена только приблизительно, то для простоты расчета можем принять индукцию в воздушном зазоре равной соответствующей индукции в железе ($b_в = b_c$, $b_{в.с} = b_c$, $b_{в.я} = b_я$), т. е. опять будем считать с известной осторожностью. При броневом трансформаторе принимается во внимание, что два ярма всегда включены магнитно-параллельно.

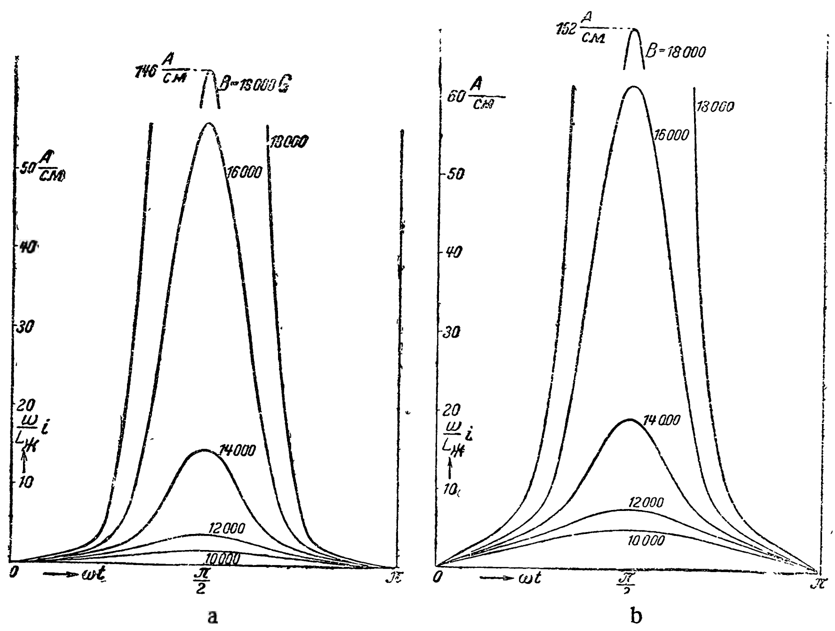
с) Изменение во времени и эффективное значение намагничивающего тока. Если мы определили для различных задаваемых значений потока индукции в железе сердечника намагничивающий ток i по уравнениям (3), (3а) и (3b), то получим магнитную характеристику трансформатора $\varphi(i)$ или $b(i)$, где b — индукция в сердечнике, пропорциональная потоку индукции φ. Для заданного изменения во времени потока индукции или индукции b мы можем определить магнитную характеристику изменения во времени намагничивающего тока. На фиг. 4,*а* и *b* дано определение кривой тока для синусоидальной формы кривой потока (кривая b на фиг. 4, *b*) с максимальным значением индукции в сердечниках и ярме $B = 14\,000$ G. Чтобы иметь возможность обобщить результат, введем вместо тока i отношение между магнитным напряжение v цепи и общей длиной $L_ж$ железного пути, так что намагничивающий ток будет получаться посредством умножения этого отношения на длину пути в железе и деления на число витков. Далее примем, что общая длина пути в воздухе $\sum\delta$ составляет 0,04% общей длины пути в железе ($\eta = 4 \cdot 10^{-4}$). Если бы проницаемость железа была бесконечна, то магнитная характеристика представляла бы прямую линию L на фиг 4, *а*.

Влияние магнитного гистерезиса (т. I, гл. II, F, 2а) несколько искажает эту кривую тока. На фиг. 4,*а* и *b* пунктиром вычерчены

шлейф гистерезиса и соответствующая кривая тока для максимальной индукции в сердечнике и в ярме $B = 14\,000$ G. Форма кривой тока при практически допускаемых индукциях не изме-



Фиг. 4. Определение кривой тока i по магнитной характеристике при синусоидальной форме кривой индукции b. Пунктирная кривая—при учете гистерезиса.



Фиг. 5. Кривые намагничивающего тока при различных индукциях в сердечнике B, выраженной в гауссах, a—без воздушного зазора ($\eta = 0$); b—общая длина воздушного зазора по отношению к железу $\eta = 0{,}04\%$.

няется существенно от гистерезиса, но основная гармоническая тока уже не в фазе с кривой индукции, ток имеет активную составляющую, обусловленную потерями на гистерезис. Так как влияние гистерезиса на кривую тока незначительно, то в даль-

нейшем мы будем иметь дело с кривой первоначального намагничения (сплошная кривая на фиг. 4, *a*). Подводимое к трансформатору напряжение сети обычно незначительно отличается по форме от синусоиды. Кривые потока и индукции также близки к синусоиде, так как потеря напряжения в обмотке незначительна. При этих допущениях были подсчитаны кривые тока для разных индукций и нанесены на фиг. 5, *a* и *b*. Кривые на фиг. 5, *a* построены без учета воздушного зазора.

При построении фиг. 5, *b* учтено наличие воздушного зазора, общая длина которого составляет 0,04% общей длины пути в железе ($\eta = 4 \cdot 10^{-4}$). Во всех случаях индукции в сердечнике и в ярме приняты одинаковыми. При увеличенном сечении ярма мы получаем менее острую кривую тока. Влияние магнитного гистерезиса при принятом во внимание воздушном зазоре при индукции в сердечнике $B = 14\,000$ G изображено на фиг. 4, *b* пунктирной кривой.

Таблица 1

Основная и высшие гармоники (отнесенные к основной гармонике) намагничивающего тока при пренебрежении гистерезисом для высоколегированного железа

B в G	$\frac{\sum \delta}{L_{ж}} = 0$				
	$\sqrt{2}\,\frac{w}{L_{ж}} I_1$ A/cm	$\frac{I_3}{I_1}$	$\frac{I_5}{I_1}$	$\frac{I_7}{I_1}$	$\frac{I_9}{I_1}$
10 000	1,53	—0,162	0,050	0,011	0,009
12 000	2,73	—0,287	0,094	—0,013	0,010
14 000	7,38	—0,528	0,267	—0,113	0,062
16 000	26,1	—0,658	0,331	—0,121	0,031
18 000	74,5	—0,658	0,275	—0,053	—0,018

B в G	$\frac{\sum \delta}{L_{ж}} = 4 \cdot 10^{-4}$				
	$\sqrt{2}\,\frac{w}{L_{ж}} I$ A/cm	$\frac{I_3}{I_1}$	$\frac{I_5}{I_1}$	$\frac{I_7}{I_1}$	$\frac{I_9}{I_1}$
10 000	4,76	—0,045	0,014	0,003	0,002
12 000	6,54	—0,109	0,036	—0,005	0,004
14 000	12,1	—0,312	0,157	—0,067	0,037
16 000	31,2	—0,549	0,272	—0,099	0,026
18 000	80,9	—0,605	0,253	—0,488	—0,016

В табл. 1 для всех случаев основные гармоники и высшие составляющие до 9-го порядка отнесены к основной волне тока.

В табл. 2, которая позволяет выяснить влияние гистерезиса, видно различие между активной (I_a) и реактивной (I_r) составляющими. Высшие гармоники I_ν так разложены, что составляющие I_{ν_a} одновременно с I_{1a}, а составляющие I_{ν_r} одновременно с I_{1r} проходят через нуль. Отношение

$$\frac{I_{1a}}{I_1} = 0{,}077$$

и

$$\frac{I_{1r}}{I_1} = 0{,}997.$$

Таблица 2

Высшие гармоники, разложенные на активную и реактивную составляющие основной волны намагничивающего тока при учете гистерезиса и при $B = 14\,000$ G

$$\frac{\sum \delta}{L_{ж}} = 4 \cdot 10^{-4}$$

	$\nu =$			
	3	5	7	9
$\frac{I_{\nu_r}}{I_{1r}}$	$-0{,}362$	$+0{,}178$	$-0{,}089$	$+0{,}038$
$\frac{I_{\nu_a}}{I_{1a}}$	$-0{,}477$	$+0{,}259$	$+0{,}115$	$-0{,}017$

На фиг. 6 представлены как функции индукции в сердечнике амплитуда основной волны $\sqrt{2}I_1$ для $\eta = 0$ (жирная линия) и отнесенные к основной волне намагничивающего тока высшие гармоники для $\eta = 0$ (сплошные линии) и для $\eta = 4 \cdot 10^{-4}$ (пунктирные линии). Из кривых для $\eta = 0$ легко получаются данные и для других значений η. При синусоидальной форме кривой индукции составляющая намагничивающего тока, которая обусловливается воздушным зазором, также изменяется по синусоиде. Следовательно, воздушным зазором изменяется только основная составляющая намагничивающего тока, в то время как высшие составляющие остаются неискаженными. Поэтому амплитуды высших гармоник, отнесенные к амплитуде основной волны при наличии воздушного зазора, будут уменьшены по сравнению с амплитудами основных волн при отсутствии зазора.

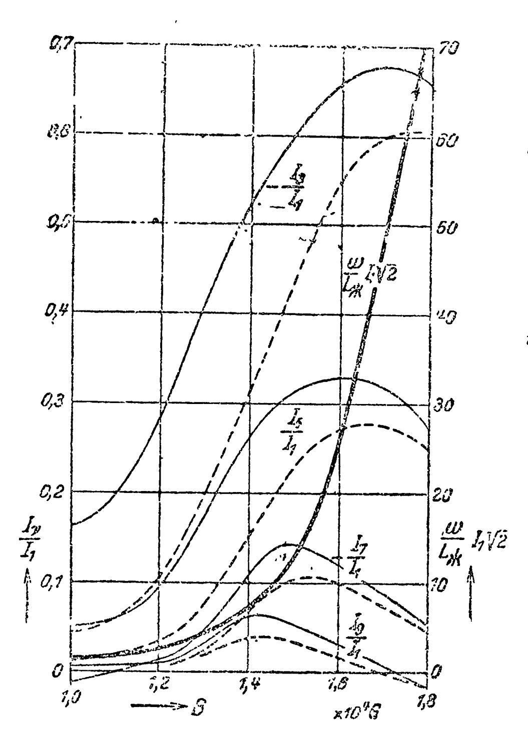
Обычно стоит вопрос относительно эффективного значения I намагничивающего тока. Если подставить в уравнение (3) наибольшее значение напряжения обхода, соответствующее наибольшему значению B, то мы получим также наибольшее значение намагничивающего тока. Чтобы получить эффективное значение I, нужно наибольшее значение разделить на коэфициент

$$\sigma = \frac{I_{max}}{I}, \qquad (5)$$

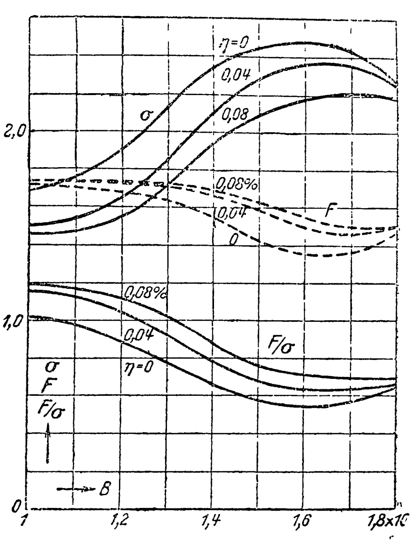
который для синусоидальной формы кривой равен $\sqrt{2}$, но для кривых, данных на фиг. 5, *a* и *b*, представлен на фиг. 7 как функция индукции в сердечнике для

$$\eta = \frac{\sum \delta}{L_{ж}} = 0,\quad 0{,}04 \quad и \quad 0{,}08\%.$$

Индукция в сердечнике для трансформаторов на 50 периодов обычно лежит в пределах от 11 000 до 14 000 G коэфициент σ



Фиг. 6. Амплитуда основной гармоники $\sqrt{2}\,I_1$ (толстая линия) и отнесенные к основной гармонике высшие гармоники $\frac{I_2}{I_1}$ намагничивающего тока (тонкие — без учета воздушного зазора, пунктирные—с учетом воздушного зазора, $\eta = 0{,}04\%$) как функции индукции в сердечнике.



Фиг. 7. Коэфициент $\delta = \frac{I_{max}}{I}$ однофазного трансформатора или симметричного трехфазного при включении в звезду с нулевым проводом (на первичной стороне) $F = \frac{I_{\Delta}}{I}$ отношение эффективных значений линейного и фазового токов при соединении в треугольник и $\frac{F}{\delta} = \frac{I_{\Delta}}{I_{max}}$ как функции индукции в сердечнике при различных длинах воздушного зазора η в процентах от длины железа.

в пределах 1,6—2,3, т. е. эффективное значение составляет только от 88 до 61% эффективного значения синусоидального намагничивающего тока с таким же максимальным значением.

Для практического расчета намагничивающего тока мы можем исходить теперь из наибольшего значения намагничивающего тока, которое определяем по уравнению (3), причем напряжение обхода мы берем для наибольших значений потока сердечника,

которые для синусоидальной э. д. с. E получаются известным образом из уравнения

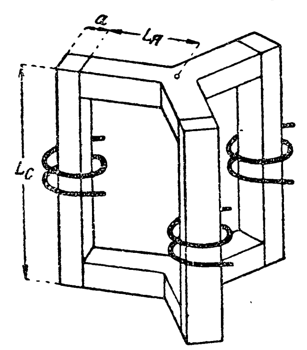
$$\Phi = \frac{E}{\sqrt{2}\,\pi f w} \tag{6}$$

(см. гл. II, С, I, т. I), где должно быть подставлено напряжение на клеммах $E = U$.

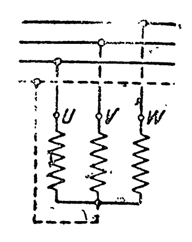
Чтобы получить эффективное значение намагничивающего тока, мы делим наибольшее значение намагничивающего тока на коэфициент σ, значения которого берутся из фиг. 7 для разных значений индукции в сердечнике. При постоянных напряжений на клеммах и частоте намагничивающий ток изменяется незначительно с изменением нагрузки, так как активная потеря напряжения, так же как и реактивная, обыкновенно очень малы, и реактивная потеря напряжения, вызывающая поток рассеяния, отчасти также нагружает железо.

2. СИММЕТРИЧНЫЙ ТРЕХФАЗНЫЙ СТЕРЖНЕВОЙ ТРАНСФОРМАТОР

а) **Соединение в звезду с нулевым проводом, соединение в треугольник.** Для трансформации в трехфазных сетях в Америке обыкновенно применяют три однофазных трансформатора, в то время как в Европе обычно один трехфазный. Если при этом соединяют трансформаторы в звезду и присоединяют их к трехфазной сети с нулевым проводом, то намагничивающий ток будет таким же, как и в однофазном трансформаторе. В этом случае будут применимы исследования гл. I.



Фиг. 8. Симметричный трехфазный трансформатор.

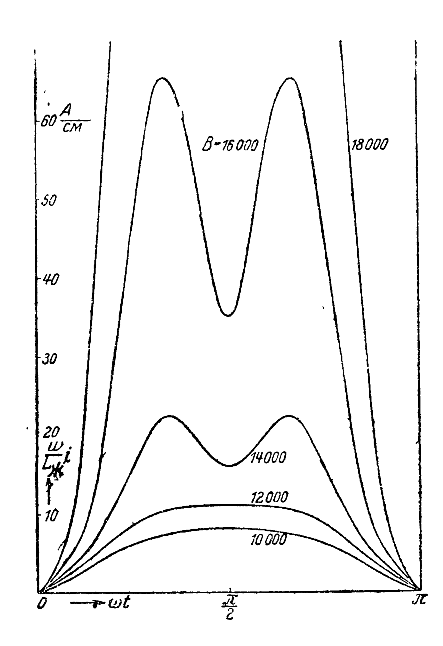


Фиг. 9. Соединение в звезду с нулевым проводом.

Так же ведет себя соединенный в звезду симметричный трехфазный трансформатор (фиг. 8, см. также фиг. 86, т. I), если он присоединен к симметричной трехфазной системе с нулевым проводом (фиг. 9).

Если подводимое напряжение меняется синусоидально, то, пренебрегая активным сопротивлением, мы можем сказать, что также изменяется поток индукции и в каждый момент сумма потоков, сходящихся в нулевой точке, равна нулю. Каждый сердечник с двумя соответствующими частями ярма, которые мы считаем замкнутыми железным сердечником с бесконечно большой магнитной проницаемостью, ведет себя точно так же, как однофазный трансформатор. В намагничивающем токе появляются все высшие гармоники, которые должны появляться при сину-

соидальной форме индукции в соответствии с магнитной характеристикой цепи между средними точками ярем. Для каждой части магнитопровода имеет силу кривая тока фиг. 5, *a* и *b*. В нулевом проводе течет сумма фазовых токов, следовательно, при симметричной сети в нем протекает трехкратный ток третьей гармоники фазного тока. Как видно из фиг. 6, ток в нулевом проводе равен при $B = 14\ 000$ G и $\eta = 0$, более чем полуторакратному току отдельной фазы.



Фиг. 10. Кривые потребляемого из сети намагничивающего тока при соединении в треугольник при различных индукциях B в сердечнике в гауссах.

Намагничивающий ток подсчитывается, как у однофазного трансформатора. Максимальное значение напряжения обхода [ср. уравнение (3a) и фиг. 8]

$$V = L_c H_c + 2L_я H_я + 2\delta H_{в.я}, \quad (7a)$$

где H_c, $H_я$ и $H_{вя}$ определяются из максимального значения потока в сердечнике, и амплитуда намагничивающего тока

$$I_{max} = \frac{V}{w}. \quad (7)$$

Деля эту амплитуду на коэфициент σ, который может быть взят из кривой фиг. 7, получим эффективное значение намагничивающего тока. Четвертый сердечник, соединяющий общие точки трех обмотанных сердечников, не изменил бы процесса намагничения.

Если бы в фазовых напряжениях имелись высшие гармоники, то таковые выявлялись бы и в магнитном потоке. В зависимости от фазы этих гармоник по отношению к основной волне соответствующие гармоники могут выступать в кривой намагничивающего тока сильнее или слабее, чем при синусоидальной форме фазового напряжения (ср. отдел 3). Также и при соединении в треугольник при синусоидальной форме напряжения сети поток в сердечнике приближается к синусоиде.

В фазовых токах могут образоваться высшие гармоники тройной частоты и им нечетнократные, точно так же как при однофазном трансформаторе или при трехфазном трансформаторе при соединении обмоток в звезду с нулевым проводом.

Эти высшие гармоники во всех фазах одинаково направлены и протекают внутри обмотки, в то время как притекающий из сети намагничивающий ток не содержит этих гармоник.

Фиг. 10 дает кривые линейного намагничивающего тока при $\eta = 4 \cdot 10^{-4}$ без учета гистерезиса. Они получаются как разность

мгновенных значений двух фазовых токов фиг. 5, *b*, если предположить, что они сдвинуты по фазе относительно друг друга на $^1/_3$ периода.

Если учесть влияние гистерезиса, то кривые становятся несимметричными; одно из двух максимальных значений, а именно то, которое имеет место при $B = 12000$ G, несколько больше, чем другое.

Коэфициент

$$F = \frac{I_\Delta}{I}, \tag{8}$$

на который нужно умножить эффективное значение фазового тока I, чтобы получить эффективное значение линейного намагничивающего тока I_Δ, дан на фиг. 7 как функция индукции в сердечнике без учета гистерезиса и при условии, что индукции в ярме и в сердечнике одинаковы. Так как в линейном токе составляющие 3-го порядка и им кратные отсутствуют, то

$$F < \sqrt{3}.$$

По максимальному значению I_{max} фазового тока из равенства (7) и коэфициенту σ из фиг. 7 мы получаем эффективное значение линейного тока

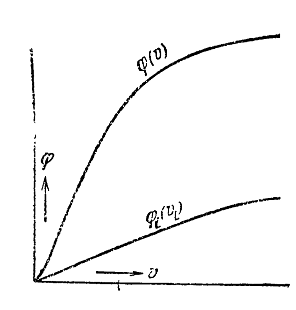
$$I_\Delta = \frac{F}{\sigma} I_{max}. \tag{9}$$

На фиг. 7 нанесено также отношение $\frac{F}{\sigma}$.

b) Соединение в звезду без нулевого провода и при отсутствии обмотки, соединенной в треугольник. Если нулевого провода не имеется, то в каждое мгновение сумма фазовых токов равна нулю и в намагничивающем токе не может появляться третьей гармоники и кратных ей высшего порядка. В этом случае в магнитном потоке и в кривой индукции возникают составляющие указанного порядка, так как этого требует магнитная характеристика трансформатора при условии, что вторичная обмотка не замкнута, соединена в звезду или вообще отсутствует. Эти гармоники во всех трех сердечниках трансформатора направлены одинаково и совпадают по фазе, их поток должен поэтому замыкаться между ярмами через воздух или через маслонаполненный железный бак. Индуктированные в отдельных обмотках потоками тройной частоты (или нечетнократными) э. д. с. согласно отделу II, C, 5, т. I все одинаково направлены, и потому в линейном напряжении они отсутствуют. Однако напряжение тройной частоты (а также гармоники, нечетнократные трем) возникает между нулевой точкой обмотки трансформатора и сетью.

По отношению к третьим гармоникам волны высших нечетных частот, кратных трем, весьма незначительны, поэтому в дальнейшем мы будем говорить только о волнах тройной частоты, помня, что то же будет справедливо и для нечетных гармонических, кратных трем.

Чтобы определить кривую тока, мы кроме магнитной характеристики $\varphi(v)$ для главного сердечника с его ярмовыми частями между средними точками ярем, берем еще магнитную характеристику $\varphi_в(v_в)$ (фиг. 11) для потока от ярма к ярму через окружающую среду, т. е. через воздух или железный масляный бак или четвертый необмотанный сердечник при наличии такового (ср. отд. 5). При этом мы пренебрегаем частичной разгрузкой ярмовых частей, которая вызвана тем, что поток через воздух $\varphi_в$ входит и выходит не из средних точек ярем, а через всю внешнюю поверхность последних. Мы принимаем напряжение сети за синусоидальное и симметричное и пренебрегаем потерей напряжения в обмотках.



Фиг. 11. Кривые намагничения $\varphi(v)$ для главной части цепи, $\varphi_в(v_в)$ для внешнего пути от ярма к ярму.

В потоке сердечника выступает кроме основной волны Φ_1 потока, которая получается делением на $\sqrt{3}$ линейного напряжения, еще третья гармоника.

Если мы возьмем магнитное напряжение вдоль замкнутого пути, который ведет через обмотанный сердечник, соответствующие части ярма и через воздушное пространство, то мы получим мгновенное значение намагничивающего тока

$$i = \frac{1}{w}(L_c h_c + 2L_я h_я + 2\delta h_{в.я} + v_в). \tag{10}$$

В этом уравнении h_c, и $h_я$ и $h_{в.я}$ определяются из условия что

$$\varphi = \Phi_1 \sin \omega t + \Phi_3 \sin 3\omega t, \tag{10a}$$

в то время как $v_в$ получается из потока воздуха

$$\varphi_в = 3\Phi_3 \sin 3\omega t. \tag{10b}$$

Для принимаемой или заданной амплитуды основной волны Φ_1 мы можем теперь подобрать поток Φ_3, чтобы третьи гармоники в кривой тока исчезли. Мы берем сначала Φ_3 произвольным и строим кривую тока по уравнениям (10), (10a) и (10b); подставляя в них различные значения для t, мы изменяем Φ_3 до тех пор, пока в кривой тока, построенной по уравнению (10), не исчезнет третья гармоника.

На фиг. 12, *a* и *b* нанесены полученные таким образом кривые $\left(\frac{w}{L_{ж}}\right) i$ для различных амплитуд основной волны индукции B_1 в сердечнике и в ярме. При этом в виде примера принято (ср. фиг. 8)

$$L_c = 38 \text{ cm}, \quad (L_я + a) = 21 \text{ cm}$$

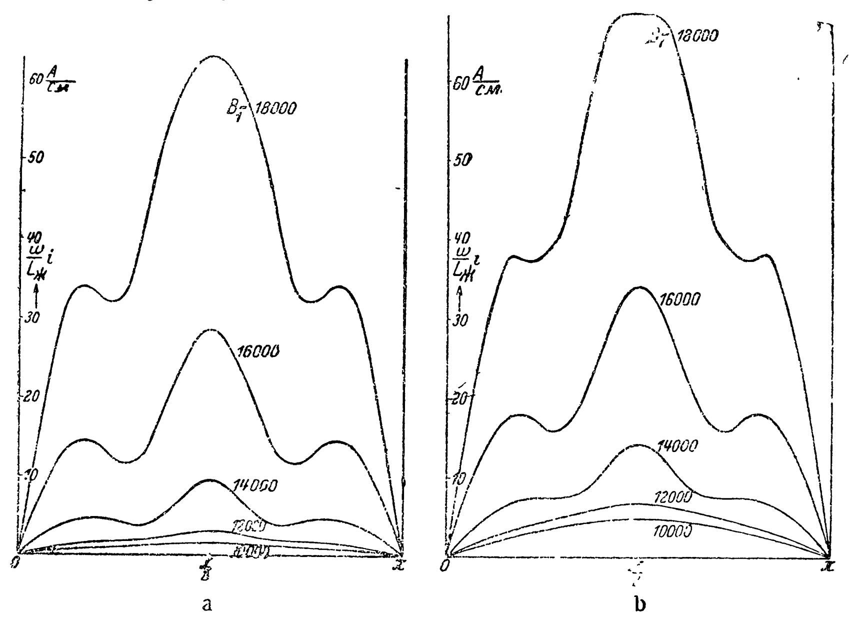
и площади сечений ярма и сердечника одинаковыми и равными

$$q_{ж} = 100 \text{ cm}^2,$$

причем согласно отделу 5

$$\Lambda = \frac{\varphi_в}{v_в} = 7(L_я + a) = 147 \text{ М/А}. \qquad (11)$$

При построении фиг. 12, *a* воздушным зазором пренебрегаем, для фиг. 12, *b* длина пути по воздуху составляет 0,04% общего пути по железу. Из сравнения фиг. 12, *a* и *b* с фиг. 5, *a* и *b* мы видим, что кривые тока при соединении в звезду без нулевого провода в общем случае имеют три пика в каждой полуволне и амплитуда значительно меньше, чем в случае соединения в звезду с нулевым проводом.



Фиг. 12. Кривые намагничения симметричного трансформатора при соединении в звезду без нулевого провода на первичной стороне и различных индукциях B в сердечнике в гауссах. *a* — без воздушного зазора; *в* — с воздушным зазором ($\eta = 0{,}04\%$).

Коэфициент σ кривых фиг. 12, *a* и *b* также меньше, чем кривых фиг. 5, *a* и *b* при той же самой амплитуде основной волны индукции B_1. Но если мы отнесем эффективное значение намагничивающего тока к максимальному значению намагничивающего тока при присоединенном нулевом проводе

$$I_0 = \frac{I_{\max}}{\sigma'}, \qquad (12)$$

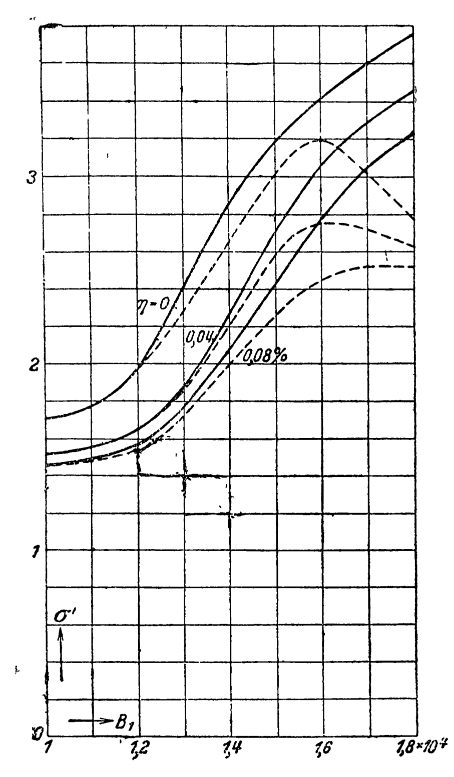
то получим на фиг. 13 (сплошная линия) · как функцию амплитуды основной волны B_1 фиктивный коэфициент σ', который больше, чем коэфициент σ, при наличии нулевого провода.

Отношение амплитуд индукции третьей гармоники к основной волне для приведенного здесь примера дано на фиг. 14

как функция амплитуды основной волны. Третья гармоника индукции наводит в обмотках трансформатора э. д. с., которые, будучи отнесены к фазовому напряжению, втрое больше, чем относительная индукция на фиг. 14. Между нулевой точкой трансформаторной обмотки и нулевой точкой звезды сети появляется напряжение

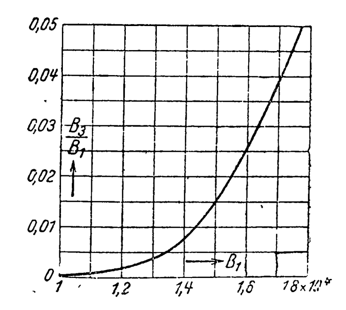
$$U_0 = 3\ \frac{B_3}{B_1}\ U, \qquad (13)$$

которое при наших условиях и $B_1 = 14\,000$ G составляет 2,2% фазового напряжения, а при $B_1 = 16\,000$ G увеличивается до 8%.



Фиг. 13. Отношение δ' между наибольшим мгновенным значением тока при соединении в звезду с нулевым проводом и эффективным значением намагничивающего тока при соединении в звезду без нулевого провода (на первичной стороне) как функции индукции в сердечнике B_1 при различных η. Пунктирные кривые построены без учета потоков в воздухе.

с) Соединение в звезду без нулевого провода при наличии обмотки, соединенной в треугольник. В последнем описанном случае вторичной обмотки не имелось или она соединялась в звезду. При соединении в звезду вторичной обмотки напряжения тройной частоты уничтожились в междуфазовом напряжении. Но при вторичной обмотке, соединенной в треугольник, потоком $\varphi_в$, идущим через воздух, индуктируются токи тройной частоты, которые уменьшают воздушный поток.



Фиг. 14. Отношение третьей гармоники индукции в сердечнике к основной гармонике как функция основной гармоники индукции для определенного случая.

Так же, как обмотка, соединенная в треугольник, действует короткозамкнутая обмотка, которая охватывает все три сердечника трансформатора, как показано на фиг. 15. Такая „третичная обмотка“ может применяться для подавления потоков и

э. д. с. тройной частоты при соединенной в звезду вторичной обмотке.

Если поток через воздух $\varphi_в$ благодаря наличию вторичной обмотки, соединенной в треугольник, или третичной обмотки равен нулю, то по этим обмоткам протекают токи тройной частоты и кратные им, равные тем, которые при соединении в звезду с нулевым проводом протекают в первичной обмотке.

Поэтому мы получим намагничивающий ток при соединении первичной обмотки в звезду без нулевого провода, при вторичной, соединенной в треугольник, или при наличии третичной обмотки, если вычтем из намагничивающего тока при соединении в звезду с нулевым проводом волны тройной частоты и им кратные (ср. фиг. 6). Мы получаем, например, при $B_1 = 14000$ G $\eta = 0$ и $\eta = 0{,}04\%$ кривые фиг. 16.

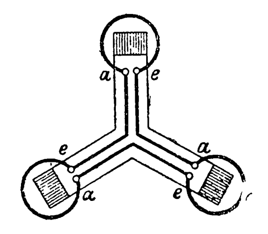
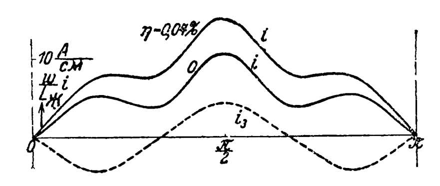


Рис. 15. Соединение обмотки в треугольник.



Фиг. 16. Кривые тока i при соединении в звезду без нулевого провода при наличии обмотки, соединенной в треугольник (ток i_3), $B_1 = 14000$ G.

Пунктирная кривая представляет ток i_3 в третичной обмотке или во вторичной, соединенной в треугольник.

Сравнивая эти кривые с кривыми фиг. 12, *a* и *b*, которые получаются при отсутствии вторичной обмотки, соединенной в треугольник, или третичной обмотки, мы видим, что формы кривых в основном сходны, но максимальные значения в фиг. 16 несколько больше, чем в фиг. 12, *a* и *b*.

Поэтому мы можем этим способом приближенно определить также кривую намагничивающей тока при включении первичной обмотки в звезду без нулевого провода и без вторичной, включенной в треугольник, или без третичной обмоток.

Анализ кривой тока при наличии нулевого провода не производится. Мы берем в этом случае для каждого мгновения сумму трехфазовых токов и получаем ток в нулевом проводе; деля его на три, мы получим ток i_3 в треугольнике третичной или вторичной обмотки и, вычитая его из намагничивающего тока при наличии нулевого провода, получим искомый намагничивающий ток.

В отделе „а" мы видели, что при соединении первичной обмотки в треугольник волны тройной частоты и кратные им отсутствуют в линейном токе; гармоники тока совпадают с гармониками при включении первичной обмотки в звезду с включенной в треугольник вторичной или третичной обмоткой. Поэтому мы получим по уравнению (9) фиктивный коэфициент σ',

на который мы должны разделить максимальное значение I_{max} тока при включении в звезду с нулевым проводом, чтобы получить эффективное значение тока без нулевого провода с включенной в треугольник вторичной или третичной обмоткой,

$$\sigma' = \frac{\sqrt{3}}{F}\sigma. \qquad (14)$$

σ' нанесен пунктиром на фиг. 13 как функция амплитуды основной волны индукции сердечника.

3. ВЗАИМНОЕ ВЛИЯНИЕ НАМАГНИЧИВАЮЩЕГО ТОКА И КРИВОЙ НАПРЯЖЕНИЯ

а) **Влияние кривой напряжения.** При наших исследованиях мы предполагали, что напряжение первичной сети синусоидально, т. е. в кривой напряжения нет третьих гармоник. Для междуфазового напряжения это предположение часто имеет силу. Но фазовое напряжение обыкновенно содержит более или менее сильно выраженные третьи гармоники. Поэтому при соединении в звезду с нулевым проводом кривые тока могут существенно отличаться от тех, которые определены для синусоидального фазового напряжения.

Поток, который соответствует третьим гармоникам фазового напряжения, должен замыкаться от ярем через воздушное пространство и масляный бак. Потребная для создания этого потока третья гармоника тока становится поэтому сравнительно большой. Она может прибавляться к третьей гармонике, имеющейся в намагничивающем токе при синусоидальном фазовом напряжении, так что кривая намагничивающего тока делается еще „острее“, чем при синусоидальном фазовом напряжении, или вычитаться так, что кривая становится более „плоской“ или даже седлообразной. Первый случай бывает при плоской кривой напряжения, второй при острой, поскольку выравнивание или заострение кривой напряжения, обусловлено, главным образом, третьими гармониками. Из фиг. 17, *a* и *b* следует, что приплющивание кривой напряжения, обусловленное третьей гармоникой, вызывает заострение кривой потока, и наоборот, приплющивание или заострение кривой напряжения, обусловленное пятой гармоникой, влечет за собой приплющивание или заострение кривой потока. Кривая напряжения, которая благодаря третьим гармоникам делается плоской, проявляет себя, следовательно, гораздо неблагоприятнее, чем обусловленная третьими гармониками заостренная кривая напряжения.

Третьи гармоники намагничивающих токов складываются в нулевом проводе, так что при плоской кривой напряжения ток в нулевом проводе может принять недопустимо большое значение [Л. 1]. Также и при острой кривой напряжения может быть этот случай, если третьи гармоники напряжения велики.

Соединение в зигзаг, которое мы рассмотрели в отделе 2, применяется обыкновенно только для вторичной обмотки трансформатора.

Поэтому мы не будем подробно рассматривать намагничивающий ток этой обмотки.

Отметим только, что при соединении в зигзаг, если первичная обмотка выполнена с нулевым проводом, третьи гармоники тока и ток нулевого провода могут быть особенно велики.

При соединении в зигзаг ампервитки обеих половин обмотки одного сердечника, вызванные третьими гармониками, взаимно уничтожаются, так что третьи гармоники потока должны проходить в узком пространстве между обеими обмотками одного сердечника, из-за чего намагничивающий ток тройной частоты возрастает [Л. 2].

b) Влияние намагничивающего тока на кривую напряжения. Намагничивающий ток действует на сеть и при совершенно синусоидальной э. д. с. генератора, питающего трансформатор, искажает напряжение сети. Основная волна намагничивающего тока вызывает синусоидальную потерю напряжения и поэтому не вызывает никакого искажения. С другой стороны, высшие гармоники намагничивающего тока вызывают соответствующую потерю напряжения той же частоты в генераторе — и в подводящих к трансформатору проводах. Амплитуды высших гармоник составляют только небольшую часть амплитуды основной волны намагничивающего тока, а он — только небольшую часть тока сети. Реактивное сопротивление генератора и подводящих к трансформатору проводов пропорционально частоте тока, так что реактивная потеря напряжения от высших составляющих может сделаться значительной.

Возьмем для примера трансформатор без воздушного зазора с индукцией в сердечнике, равной 14 000 G. При этом согласно фиг. 6 амплитуды третьей, пятой и седьмой гармоник намагничивающего тока составляют 0,53, 0,27 и 0,11 амплитуды основной волны. При 1% потерь в железе основная волна намагничивающего тока составляет около 10% номинального тока. Примем, что при номинальном токе общая индуктивная потеря напряжения в генераторе и подводящих проводах составляет 20% номинального напряжения, тогда получим следующие отнесенные к номинальному напряжению потери напряжения, вызванные высшими составляющими намагничивающего тока:

Основная волна	$0{,}1 \cdot 20\% = 2\%$.
Третья гармоника	$3 \cdot 0{,}53 \cdot 2\% = 3{,}2\%$.
Пятая гармоника	$5 \cdot 0{,}27 \cdot 2\% = 2{,}7\%$.
Седьмая гармоника	$7 \cdot 0{,}11 \cdot 2\% = 1{,}5\%$.

Потери напряжения от третьей и пятой гармоник могут вызвать уже заметное искажение кривой напряжения.

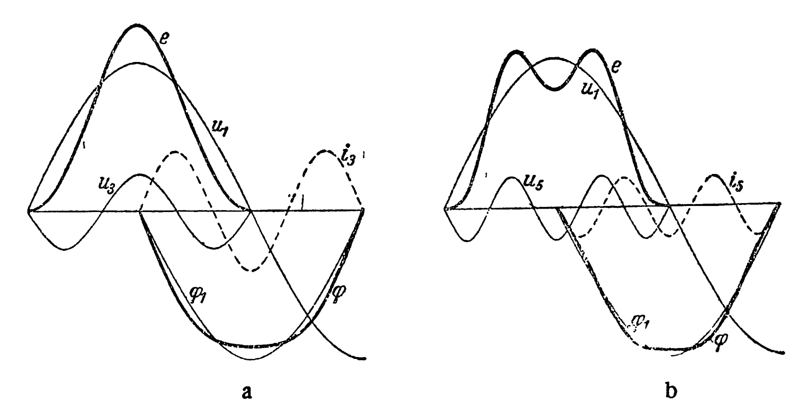
Эта опасность особенно реальна, когда в сети много трансформаторов, которые одновременно никогда не загружены, так что сумма номинальных токов значительно больше, чем ток, который соответствует номинальной мощности сети. При индукциях в сердечнике выше 14 000 G потери напряжения высших гармонических быстро растут с ростом индукции. Так как не только растет основная волна намагничивающего тока, отнесен-

ная к номинальному току, но растут прежде всего высшие составляющие намагничивающего тока, отнесенные к основной волне намагничивающего тока (ср. фиг. 6).

Кривая напряжения, искаженная намагничивающим током, теперь вновь влияет на намагничивающий ток. Мы покажем это раздельно для третьей и пятой гармоник намагничивающего тока.

На фиг. 17,*a* и *b* представлены кривые u_1 синусоидального напряжения сети до момента приключения трансформаторов; пунктирные кривые i_3 и i_5 — третья и пятая гармоники намагничивающего тока, рассчитанные в предположении, что э. д. с. трансформатора синусоидальна и равна u_1 (падением напряжения пренебрегаем).

Гармоники тока создают падение напряжения u_3 и u_5 в реактивном сопротивлении генератора, питающего трансформатор,



Фиг. 17. Взаимное влияние намагничивающего тока и кривой напряжения. *a* — посредством третьей, *b* — посредством пятой гармоники намагничивающего тока.

в подводящих к трансформатору проводах и первичной обмотке трансформатора; прибавляя к u_1 эту потерю, получим индуктированную в трансформаторе э. д. с. e.

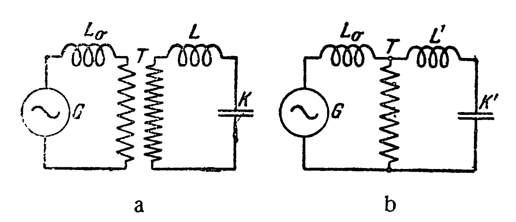
Соответствующие напряжениям u_1 и e потоки φ_1 и φ фиг. 17,*a* и *b* показывают, что потери напряжения уменьшают высшие гармоники намагничивающего тока.

Подсчитанные по потоку φ волны намагничивающего тока дают несколько меньшее падение напряжения, чем мы приняли раньше, и вследствие этого также небольшую разницу между потоками φ и φ_1. Многократное повторение этих подсчетов позволяет определить истинные значения намагничивающих токов и высших гармоник напряжения. Так, например, было найдено, что при индукции в сердечнике в 14 000 G при пренебрежении падением напряжения отдельные гармоники намагничивающего тока уменьшаются следующим образом: основная на 20%, третья на 30%, пятая на 30%, седьмая на 38%. В такой же мере уменьшается индуктивное падение напряжения.

Расчет производился также для индукции в сердечнике 16 000 G, которая получилась бы при пренебрежении потерей напряжения, опять предполагая, что при номинальном токе общая индуктивная потеря в генераторе и подводящих к трансформатору проводах составляла 20% номинального напряжения. При этом оказалось, что амплитуды отдельных волн намагничивающего тока вследствие потери напряжения уменьшались в следующей мере: основная волна 47%, третья гармоника 52%, пятая гармоника 60%, седьмая гармоника 72%. Амплитуды волн напряжения, которые искажают кривую напряжения, оказались для отдельных волн равными 4,1; 6,9; 4,7 и 1,4% амплитуды номинального напряжения.

Предыдущие рассуждения применимы к однофазному трансформатору или трехфазному трансформатору при соединении в звезду с нулевым проводом.

При трехфазном трансформаторе при соединении в треугольник или в звезду без нулевого провода третьи гармоники тока и напряжения не могут возникать в сети, и искажение напряжения будет производиться только теми составляющими намагничивающего тока, которые не кратны трем.



Фиг. 18. Трансформатор с емкостной нагрузкой, создаваемой линией передачи. *b* — схема замещения для тока.

Если трансформатор нагружен, то высшие гармоники могут протекать также и во вторичной обмотке. Всегда результирующие ампервитки первичной и вторичной обмоток в каждое мгновение определятся потоком трансформатора согласно его магнитной характеристике.

Этот случай отличается от ранее рассмотренного только тем, что сопротивление для высших гармоник образуется из параллельно соединенных сопротивлений первичной и вторичной цепи.

Практически важный случай представлен на фиг. 18,*a*, где вторичная обмотка присоединена на открытую линию передачи, которая заменена последовательно включенными индуктивностью и емкостью. Фиг. 18 представляет схему замещения для этого случая. В ней L_δ — индуктивность на первичной стороне, т. е. индуктивность рассеяния первичной обмотки трансформатора и генератора и индуктивность проводов, L' — приведенная к первичной обмотке индуктивность на вторичной стороне, т. е. индуктивность рассеяния вторичной обмотки трансформатора и индуктивность проводов, K' — приведенная к первичной обмотке емкость линии передачи.

Сопротивление для высших гармоник образуется, пренебрегая активным сопротивлением, из параллельного включения индуктивности L_σ с последовательно включенными индуктивностью L'

и емкостью K'. Результирующее сопротивление для высших составляющих ν-го порядка равно

$$X = \frac{\nu\omega L_\sigma \left(\nu\omega L' - \frac{1}{\nu\omega K'}\right)}{\nu\omega L_\sigma + \nu\omega L' - \frac{1}{\nu\omega K'}}. \qquad (15)$$

Исследуем два предельных случая:

$$X = 0 \text{ для } \nu\omega L' = \frac{1}{\nu\omega K'}. \qquad (15a)$$

и

$$X = \infty \text{ для } \nu\omega L_\sigma + \nu\omega L' = \frac{1}{\nu\omega K'}. \qquad (15b)$$

В первом случае составляющая тока ν-го порядка не встречает сопротивления во вторичной цепи, она протекает исключительно через вторичную обмотку, в то время как первичная обмотка свободна от нее.

Падение напряжения от этой составляющей в первичной цепи, следовательно, равно нулю, и исчезает воздействие этой составляющей на индуктированную в трансформаторе э. д. с. Составляющая тока, протекающая во вторичной цепи, вызывает в сети добавочное напряжение ν-го порядка, которое в отдельных местах сети различно по величине.

Во втором случае ν-я гармоника тока не может возникнуть вследствие большого сопротивления, и поток в трансформаторе должен установиться соответственно своей магнитной характеристике. Воздействие высшей составляющей на индуктированную в трансформаторе э. д. с. будет при этом наибольшим.

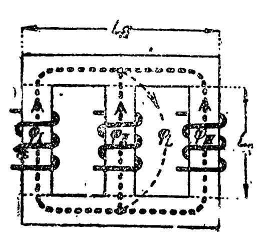
Этот случай, при котором обе параллельно включенные ветви находятся в резонансе, экспериментально исследовал Бояджен (Boyajian) (Л. 4). При опыте генератор мощностью 200 kVA питал три соединенных в звезду однофазных трансформатора, вторичная обмотка которых была включена на конденсаторы. Индуктивность L' на фиг. 18, *a* и *b* была равна индуктивности рассеяния $L'_{2\sigma}$ вторичной обмотки трансформатора. Искажение вторичного напряжения трансформатора находящейся в резонансе пятой гармоникой тока составляло при индукции в сердечнике в 15 600 G; около 13% от основной волны, при 10 000 до 13 330 G приблизительно 4,5%, искажение напряжения седьмой гармоникой тока при 15 600 G составляло приблизительно 1,9%, при 10 000 до 13 300 G — приблизительно 1,1%.

4. НЕСИММЕТРИЧНЫЙ ТРЕХФАЗНЫЙ СТЕРЖНЕВОЙ ТРАНСФОРМАТОР

а) Соединение в звезду с нулевым проводом, соединение в треугольник. Трехфазный стержневой трансформатор обыкновенно выполняется так, что три железных сердечника лежат в одной плоскости (фиг. 19, также фиг. 89, *a* и *b*, т. I).

Магнитная система получается поэтому несимметричной. Средняя точка ярма лежит в центре его, так что путь между сред-

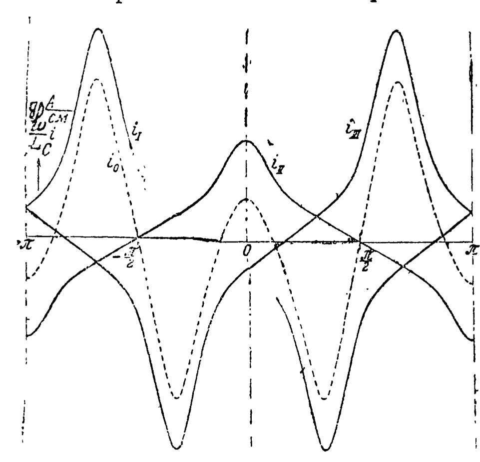
ними точками ярем для среднего сердечника короче, чем для каждого из крайних. Основные соображения гл. 2 применимы также для этого трансформатора. Отметим, однако, как новое обстоятельство то, что намагничивающий ток в обмотке среднего сердечника меньше, чем в обмотке внешнего.



Фиг. 19. Несимметричный трехфазный трансформатор.

Рассмотрим сначала соединение в звезду с нулевым проводом. Если фазовые напряжения синусоидальны, то, пренебрегая влиянием падения напряжения в активном сопротивлении обмотки, считаем, что поток также изменяется синусоидально. При этих условиях на основании магнитных характеристик внешней и внутренней частей сердечника мы можем найти намагничивающие токи по методу, изложенному в гл. 2а.

На фиг. 20 приведены фазные намагничивающие токи для случая, когда напряжение сети симметрично, индукция в сердечнике равна 14000 G и равна индукции в ярме, а отношение общей длины воздушного зазора к длине пути в железе для внутренней части цепи $\eta = \frac{\Sigma\delta}{L_c} = 0{,}08\%$, и отношение длины ярма $L_я$ к длине сердечника L_c (фиг. 19) составляет 1,8. Сумма фазных токов дает ток в нулевом проводе, представленный пунктирной линией. Так как фазовый ток среднего сердечника меньше, чем фазовый ток внешнего, то ток нулевого провода содержит не только третьи гармоники, но также основную и прочие гармоники. Из амплитуды намагничивающего тока делением на коэфициент σ, значения которого берутся из фиг. 7, мы получаем эффективное значение.



Фиг. 20. Кривые намагничивающих токов i_{I}, i_{II}, i_{III} при соединении в звезду с нулевым проводом (ток i_0), $B = 14\,000$ G.

Обозначим величины, относящиеся к внешней части цепи, значками I и III, а к внутренней — значком II, тогда отношение токов будет

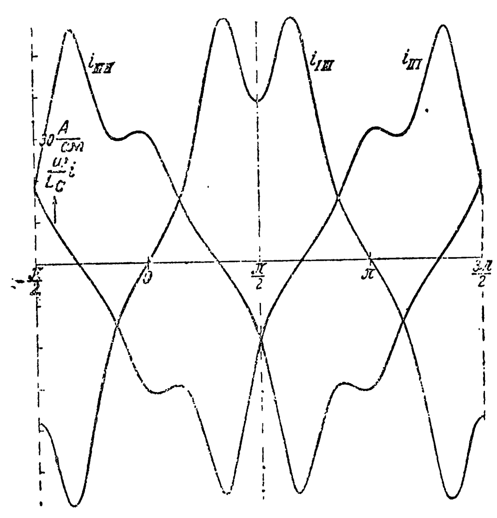
$$\iota = \frac{I_{I}}{I_{II}} = \frac{I_{I\,max}\,\sigma_{II}}{I_{II\,max}\,\sigma_{I}} = \frac{V_{I}}{V_{II}}\,\frac{\sigma_{II}}{\sigma_{I}}. \qquad (16)$$

Если ярмо и сердечники имеют одинаковые площади сечения и воздушных зазоров в железной части цепи нет, то отношение коэфициентов σ равно единице.

Благодаря влиянию воздушного зазора σ_{I} становится несколько больше σ_{II}, отношение i — токов, — следовательно, меньше, чем отношение $\frac{V_{I}}{V_{II}}$ — амплитуд магнитных напряжений внешней и внутренней частей цепи. Так как отношение коэфициентов σ при одинаковых индукциях в сердечниках не очень сильно отклоняется от единицы (ср. фиг. 7), то

$$\iota \approx \frac{V_{I}}{V_{II}}. \tag{16'}$$

Если первичная обмотка соединена в треугольник, то внутри обмотки получаются те же самые намагничивающие токи. Линейные намагничивающие токи получаются как разность двух фазовых токов, их мгновенные значения представлены на фиг. 21 для того случая, для которого имеет силу фиг. 20. Оба тока несимметричны независимо от явлений гистерезиса.



Фиг. 21. Кривые линейных токов при соединении в треугольник, $B = 14\,000$ G.

В линейном токе $i_{I\,III}$ не имеется третьей гармоники, в то время как в обоих других токах $i_{II\,I}$ и $i_{III\,II}$ проявляются только небольшие разности третьих гармоник фазовых токов. Кроме этого линейные токи содержат еще высшие гармоники, порядок которых не кратен трем, но которые заметно не влияют на эффективное значение тока.

Поэтому мы можем с достаточной точностью нанести эффективные значения на векторную диаграмму, исключая из фазовых токов третьи гармоники. Для этой цели разделим амплитуды фазовых токов на фиктивный коэфициент

$$\sigma' = \frac{\sqrt{3}\,\sigma}{F}, \tag{17}$$

значения которого могут быть взяты из фиг. 13, и получим эффективные значения фазовых токов, лишенных третьих гармоник:

$$I'_{I} = \frac{I_{I\,max}}{\sigma'_{I}} = \frac{F_{I}}{\sqrt{3}} I_{I}, \quad I'_{II} = \frac{I_{II\,max}}{\sigma'_{II}} = \frac{F_{II}}{\sqrt{3}} I_{II}. \tag{18a}$$

Основные волны фазовых токов сдвинуты относительно друг друга по фазе на треть периода, и линейные токи мы

можем приблизительно определить из векторной диаграммы фиг. 22:

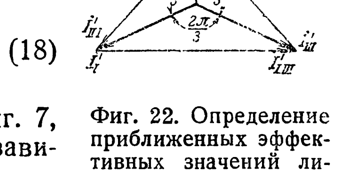
$$I'_{\text{II I}} < I'_{\text{I III}} = \sqrt{3}\ I'_{\text{I}} = F_{\text{I}} I_{\text{I}} \tag{19a}$$

и

$$I'_{\text{II I}} = I'_{\text{III II}} \approx I_{\text{II I}} = I_{\text{III II}}, \tag{19b}$$

$$I'_{\text{I III}} = I_{\text{I III}}. \tag{19c}$$

Определенные из диаграммы токи $I'_{\text{II I}} = I'_{\text{III II}}$ только приблизительно равны действительным линейным токам $I_{\text{II I}} = I_{\text{III II}}$, в то время как $I'_{\text{I III}}$ точно равен действительному току $I_{\text{I III}}$.



Фиг. 22. Определение приближенных эффективных значений линейных токов по фазовым токам за вычетом третьих гармоник.

Обозначим через ι отношение:

$$\iota' = \frac{I'_{\text{I}}}{I'_{\text{II}}} = \frac{\sigma_{\text{I}}}{\sigma'_{\text{I}}}\ \frac{\sigma'_{\text{II}}}{\sigma_{\text{II}}}\ \iota = \frac{F_{\text{I}}}{F_{\text{II}}}\ \iota \approx \iota, \tag{18}$$

где значения F могут быть взяты из фиг. 7, тогда из простой тригонометрической зависимости фиг. 22 следует

$$\iota'_{\Delta} = \frac{I'_{\text{I III}}}{I'_{\text{II I}}} = \frac{I'_{\text{I III}}}{I'_{\text{III II}}} = \frac{\sqrt{3}\ \iota'}{\sqrt{1 + \iota' + \iota'^2}}. \tag{19}$$

Это отношение весьма близко к точному отношению

$$\iota_{\Delta} = \frac{I_{\text{I III}}}{I_{\text{II I}}} = \frac{I_{\text{I III}}}{I_{\text{III II}}} \tag{20a}$$

линейных токов, следовательно,

$$\iota_{\Delta} \approx \iota'_{\Delta}. \tag{20b}$$

На фиг. 20 $\iota = 1{,}87$. Для внутренней части цепи $\eta = 0{,}08\%$, для внешней $\eta = 0{,}08/2{,}8 = 0{,}0286\%$. Беря по фиг. 7 $F_{\text{II}} = 1{,}69$, $F_{\text{I}} = 1{,}63$, получим по равенству (18) $\iota' = 1{,}81$ и по равенству (19) $\iota'_{\Delta} = 1{,}26$ в соответствии с точным значением ι_{Δ}, определенным из фиг. 21.

b) **Соединение в звезду без нулевого провода и без обмотки, включенной в треугольник.** При таком включении потоки в трех сердечниках, так же как и фазовые напряжения, неизвестны.

Только разности двух потоков (ср. фиг. 19)

$$\varphi_{\text{II I}} = \varphi_{\text{I}} - \varphi_{\text{II}}, \tag{21a}$$

$$\varphi_{\text{III II}} = \varphi_{\text{II}} - \varphi_{\text{III}}, \tag{21b}$$

$$\varphi_{\text{I III}} = \varphi_{\text{III}} - \varphi_{\text{I}} \tag{21c}$$

могут быть определены по приложенным линейным напряжениям $U_{\text{II I}}$, $U_{\text{III II}}$, $U_{\text{I III}}$, пренебрегая малым падением напряжения. Эти фиктивные потоки равны:

$$\varphi_{\text{II I}} = -\frac{1}{w}\int u_{\text{II I}}\,dt + C_{\text{II I}}, \tag{22a}$$

$$\varphi_{\text{III II}} = -\frac{1}{w}\int u_{\text{III II}}\,dt + C_{\text{III II}}, \tag{22b}$$

$$\varphi_{\text{I III}} = \frac{1}{w}\int u_{\text{I III}}\,dt + C_{\text{I III}}. \tag{22c}$$

Полагая, что никаких остаточных потоков не имеется, постоянные интегрирования $C_{\text{II I}}$, $C_{\text{III II}}$ и $C_{\text{I III}}$ можно приравнять к нулю.

Так как в каждое мгновение сумма $u_{\text{II I}} + u_{\text{III II}} + u_{\text{I III}}$ равна нулю, то имеем еще уравнение

$$\varphi_{\text{II I}} + \varphi_{\text{III II}} + \varphi_{\text{I III}} = 0. \tag{22}$$

При синусоидальном линейном напряжении амплитуды фиктивных потоков могут быть подсчитаны по равенству

$$\Phi = \frac{U}{\sqrt{2}\,\pi f w}. \tag{23}$$

Эти потоки так же сдвинуты взаимно по фазе, как соответствующие им линейные напряжения.

Для упрощения наших рассуждений мы пренебрегаем, как и в гл. 2b, разгрузкой ярма потоком, который в основном выходит из поверхностей ярма и проходит через воздушное пространство и масляный бак, и принимаем, что воздушный поток кончается в средних точках ярем (фиг. 19). Если обозначим поток через воздух $\varphi_в$, то согласно фиг. 19 между частичными потоками существует зависимость

$$\varphi_{\text{I}} + \varphi_{\text{II}} + \varphi_{\text{III}} = \varphi_в. \tag{24}$$

Для намагничивающих токов имеет силу при соединении в звезду без нулевого провода еще равенство

$$i_{\text{I}} + i_{\text{II}} + i_{\text{III}} = 0. \tag{25}$$

Если мы напишем теперь магнитное напряжение обхода для железной части цепи и воздушного пространства и предположим, что все обмотки на трех сердечниках имеют одинаковое число витков w, то получим

$$v_{\text{I}}(\varphi_{\text{I}}) + v_в = w i_{\text{I}}, \tag{26a}$$

$$v_{\text{II}}(\varphi_{\text{II}}) + v_в = w i_{\text{II}}, \tag{26b}$$

$$v_{\text{III}}(\varphi_{\text{III}}) + v_в = w i_{\text{III}}. \tag{26c}$$

Сложение этих трех уравнений дает с учетом равенства (25)

$$v_{\text{I}}(\varphi_{\text{I}}) + v_{\text{II}}(\varphi_{\text{II}}) + v_{\text{III}}(\varphi_{\text{III}}) = -3v_в. \tag{26}$$

Вводя постоянную проводимость Λ для потока через воздушное пространство, получим

$$v_в = \frac{\varphi_в}{\Lambda}. \tag{27}$$

Остальные потоки в уравнении (26) могут быть выражены через известные фиктивные потоки по равенствам (21a), (21b) и (21c) и поток $\varphi_в$. Из уравнения (24) получаем

$$\varphi_{III} = \varphi_в - \varphi_I - \varphi_{II}. \tag{27a}$$

Заменив в уравнении (21b) и (21c) поток φ_{III} уравнением (27a) и приняв во внимание уравнение (22), получим

$$\varphi_{II} = \frac{\varphi_{I\,III} + 2\varphi_{III\,II} + \varphi_в}{3} = \frac{\varphi_{III\,II} - \varphi_{II\,I} + \varphi_в}{3} \tag{27b}$$

и

$$\varphi_I = \frac{\varphi_{II\,I} - \varphi_{I\,III} + \varphi_в}{3}. \tag{27c}$$

Уравнение (26) теперь представится в виде

$$v_I\left(\frac{\varphi_{II\,I} - \varphi_{I\,III}}{3} + \frac{\varphi_в}{3}\right) + v_{II}\left(\frac{\varphi_{III\,II} - \varphi_{II\,I}}{3} + \right.$$

$$\left. + \frac{\varphi_в}{3}\right) + v_{III}\left(\frac{\varphi_{I\,III} - \varphi_{III\,II}}{3} + \frac{\varphi_в}{3}\right) = -\frac{3\varphi_в}{\Lambda}. \tag{28}$$

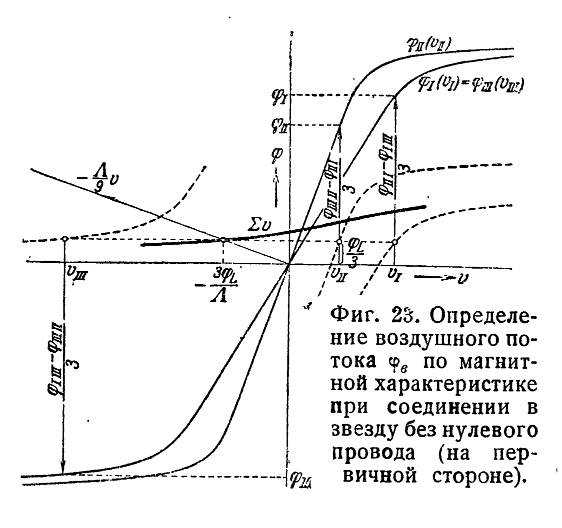
Не нужно забывать, что v представляет собой функцию выражения, заключенного в скобки, но не коэфициент.

Из уравнения (28) мы можем теперь с помощью магнитных характеристик $\varphi_I(v_I)$, $\varphi_{II}(v_{II})$, $\varphi_{III}(v_{III})$ и данных для каждого мгновения фиктивных потоков $\varphi_{II\,I}$, $\varphi_{III\,II}$, $\varphi_{I\,III}$ определить мгновенное значение воздушного потока $\varphi_в$ следующим образом (фиг. 23): мы сдвигаем характеристики $\varphi_I(v_I)$, $\varphi_{II}(v_{II})$ и $\varphi_{III}(v_{III})$ в направлении положительной или отрицательной ординаты

$$\frac{\varphi_{II\,I} - \varphi_{I\,III}}{3},$$

$$\frac{\varphi_{III\,II} - \varphi_{II\,I}}{3} \text{ и}$$

$$\frac{\varphi_{I\,III} - \varphi_{III\,II}}{3}$$



Фиг. 23. Определение воздушного потока $\varphi_в$ по магнитной характеристике при соединении в звезду без нулевого провода (на первичной стороне).

сообразно с положительным или отрицательным значением этих трех выражений.

На фиг. 23 $\frac{\varphi_{\text{II I}} - \varphi_{\text{I III}}}{3}$ и $\frac{\varphi_{\text{III II}} - \varphi_{\text{II I}}}{3}$ положительны, $\frac{\varphi_{\text{I III}} - \varphi_{\text{III II}}}{3}$ отрицательно.

Сдвинутые кривые (на фиг. 23 — пунктирные) представляют функции

$$v_{\text{I}}\left(\frac{\varphi_в}{3}\right),\ v_{\text{II}}\left(\frac{\varphi_в}{3}\right) \text{ и } v_{\text{III}}\left(\frac{\varphi_в}{3}\right).$$

Мы составляем из этих трех характеристик сумму магнитных напряжений и получаем функцию

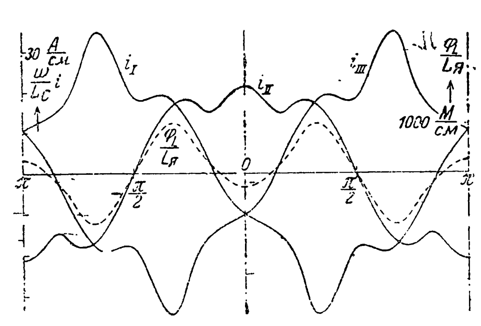
$$\sum v = f\left(\frac{\varphi_в}{3}\right),$$

(жирная линия на фиг. 23). По уравнению (28) необходимо, чтобы:

$$\sum v = -\frac{3\varphi_в}{\Lambda}. \tag{28a}$$

Если мы нанесем $-\frac{3\varphi_в}{\Lambda} = v$ как функцию $\frac{\varphi_в}{3}$, т. е. $v = -\frac{9}{\Lambda} \cdot \frac{\varphi_в}{3}$ или $\frac{\varphi_в}{3} = -\frac{\Lambda}{9} \cdot v$, то точка пересечения этой прямой с кривой $\sum v = f\left(\frac{\varphi_в}{3}\right)$ даст нам искомую величину $\frac{\varphi_в}{3}$.

Отдельные члены уравнения (28) могут быть определяемы из фиг. 23 непосредственно так же, как и потоки φ_{I}, φ_{II}, φ_{III}. Напряжение $v_в$ получается из уравнения (27) и, наконец, намагничивающие токи i_{I}, i_{II}, i_{III} из уравнений (26a), (26b) и (26c).



Фиг. 24. Кривые токов и воздушного потока $\varphi_в$, при соединении в звезду без нулевого провода, $B_1 = 14\,000$ G.

Графическое определение потоков не особенно точно. Поэтому рекомендуется пользоваться им только для приблизительного определения потока $\varphi_в$, в то время как точное значение определяется посредством уравнения (28).

На фиг. 24 сплошные кривые представляют определенные таким способом для каждого мгновенного значения фиктивных потоков $\varphi_{\text{II I}}$, $\varphi_{\text{III II}}$, $\varphi_{\text{I III}}$ при синусоидальном и симметричном линейном напряжении мгновенные значения $\frac{w}{L_c}\,i$, которые пропорциональны намагничивающему току. Пунктирная кривая дает поток в воздухе, отнесенный к единице длины ярма $L_я$.

Кривые даны для случая, когда основная гармоника индукции $B_1 = 14000\,G$ и в сердечнике и в ярме и для тех же размеров магнитной цепи, как и фиг. 20. Согласно гл. 5а Λ принято равным 2,5 $L_я$ М/А. Воздушный поток $\varphi_в$ содержит кроме третьей гармоники также и первую.

с) Соединение в звезду без нулевого провода при наличии обмотки, включенной в треугольник. Если вторичная обмотка соединена в треугольник или имеется специальная соединенная в треугольник третичная обмотка, которая ведет себя как намотанная вокруг всех трех сердечников короткозамкнутая обмотка, то поток $\varphi_в$ уничтожается. Поэтому

$$\varphi_{I} + \varphi_{II} + \varphi_{III} \quad 0, \tag{29a}$$

и потоки φ_{I}, φ_{II} и φ_{III} при симметричном синусоидальном линейном напряжении также синусоидальны, равны по величине и сдвинуты взаимно по фазе на треть периода.

В этом особом случае под $v_в$ мы понимаем ампервитки третичной или соединенной в треугольник вторичной обмотки, так что мы можем по известным потокам по уравнению (26) подсчитать эти ампервитки, а также и фазовые токи первичной обмотки по уравнениям (26а), (26b) и (26с).

Проще мы получаем эти токи на основании следующих соображений: при наличии уравнения (29а) для соединения обмотки разбираемого нами случая потоки уравнения (29а) таковы же, как и при соединении в звезду с нулевым проводом или при соединении в треугольник первичной обмотки.

Общие ампервитки должны в этом случае быть одинаковы. Часть $\frac{i_0 w}{3}$ ампервитков, которая при соединении в звезду с нулевым проводом дает ток в нулевом проводе

$$i_{I} + i_{II} + i_{III} = i_0, \tag{29b}$$

при соединении в звезду без нулевого провода, но с соединенной в треугольник третичной или вторичной обмоткой, доставляется этими обмотками. Если третичная или вторичная обмотка имеет такое же число витков, как и первичная, то ток в третичной и вторичной обмотках

$$i_3 = \frac{i_0}{3}. \tag{29}$$

Для ампервитков первичной обмотки остается разница одинаковых в обоих случаях общих ампервитков и ампервитков третичной или вторичной обмоток. Мы получаем, следовательно, для первичных токов при соединении в звезду без нулевого провода, но с соединенной в треугольник третичной или вторичной обмоткой

$$i_{I_0} = i_{I} - \frac{i_0}{3}, \tag{30a}$$

$$i_{II_0} = i_{II} - \frac{i_0}{3}, \tag{30b}$$

$$i_{III_0} = i_{III} - \frac{i_0}{3}. \tag{30c}$$

При соединении в треугольник первичной обмотки для линейных токов имеем уравнения:

$$i_{\text{II I}} = i_{\text{I}} - i_{\text{II}}, \tag{31a}$$

$$i_{\text{I III}} = i_{\text{III}} - i_{\text{I}}, \tag{31b}$$

$$i_{\text{III II}} = i_{\text{II}} - i_{\text{III}}. \tag{31c}$$

Если возьмем разность пары линейных токов, то получим вместе с уравнением (29b), например,

$$i_{\text{II I}} - i_{\text{I III}} = 2i_{\text{I}} - i_{\text{II}} - i_{\text{III}} = 3i_{\text{I}} - i_0, \tag{32}$$

или

$$\frac{i_{\text{II I}} - i_{\text{I III}}}{3} = i_{\text{I}} - \frac{i_0}{3} \tag{32a}$$

и соответственно

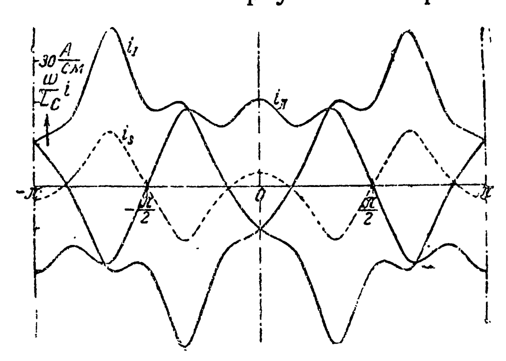
$$\frac{i_{\text{I III}} - i_{\text{III II}}}{3} = i_{\text{III}} - \frac{i_0}{3} \tag{32b}$$

и

$$\frac{i_{\text{III II}} - i_{\text{II I}}}{3} = i_{\text{II}} - \frac{i_0}{3}. \tag{32c}$$

Сравнивая с уравнениями (30a), (30b) и (30c), мы видим, что по уравнениям (32a), (32b) и (32c) можно определить намагничивающие токи i_{I_0}, i_{II_0}, i_{III_0}, исходя из линейных токов при соединении первичной обмотки в треугольник.

Фазовые токи при соединении в звезду без нулевого провода с включенной в треугольник третичной или вторичной обмоткой получаются, следовательно [см. уравнения (30a), (30b) и (30c)], или из разности фазовых токов при наличии нулевого провода и трети тока в этом проводе или [см. уравнения (32a), (32b) и (32c)] как треть разности двух линейных токов при соединении в треугольник.



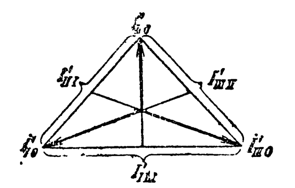
Фиг. 25. Кривые токов при соединении в звезду без нулевого провода при наличии обмотки, соединенной в треугольник (ток i_3), $B = 14\,000$ G.

На фиг. 25 три сплошные кривые изображают полученные таким образом фазовые токи, пунктирная кривая соответствует току i_3 в треугольнике вторичной и третичной обмоток. Мы видим, что кривые тока незначительно отличаются от изображенных на фиг. 24 кривых для случая соединения в звезду без нулевого провода и при отсутствии соединенных в треугольник вторичной или третичной обмотки.

Мы можем поэтому при соединении в звезду без нулевого провода во всех случаях приближенно определять намагничивающие токи по уравнениям (32a), (32b) и (32c).

Эффективные значения I_{I_0}, I_{II_0} и I_{III_0} при соединении в звезду без нулевого провода с соединенной в треугольник третичной или вторичной обмоткой мы можем определять с достаточной точностью из векторной диаграммы (фиг. 26). Если в треугольнике из приближенных значений линейных токов (ср. фиг. 22) соединим углы с серединами противоположных сторон, то эти соединительные линии представляют собой полуразности двух линейных токов (фиг. 26).

В общей точке пересечения соединительных линий они делятся в отношении 2:1, так что согласно уравнениям (32a), (32b) и (32c) и (30a), (30b) и (30c) векторы I'_{I_0}, I'_{II_0}, I'_{III_0}, идущие от общей точки пересечения до углов треугольника, представят собой с большим приближением эффективные значения токов I_{I_0}, I_{II_0} и I_{III_0} при схеме: звезда без нулевого провода при наличии соединенной в треугольник третичной или вторичной обмотки.



Фиг. 26. Определение приближенных фазовых токов (I'_{10} и т. д.) при соединении в звезду без нулевого провода по приближенным линейным токам при соединении в треугольник (I_{III}' и т. д).

Из фиг. 26 следует, что

$$\frac{1}{4} I'^2_{II_0} + \frac{1}{4} I'^2_{I\,III} = I'^2_{I_0} \tag{33a}$$

и

$$\frac{9}{4} I'^2_{II_0} + \frac{1}{4} I'^2_{I\,III} = I'^2_{II\,I}. \tag{33b}$$

Принимая во внимание уравнения (19) и (19a), получаем дальше

$$I'_{I_0} = \frac{1}{3}\sqrt{I'^2_{II\,I} + 2I'^2_{I\,III}} = \frac{I'_{I\,III}}{3}\sqrt{\frac{1+\iota'+7\iota'^2}{3\iota'^2}} =$$

$$= \frac{F_I I_I}{3}\sqrt{\frac{1+\iota'+7\iota'^2}{3\iota'^2}} \tag{34a}$$

и

$$I'_{II_0} = \frac{1}{3}\sqrt{4I'^2_{II\,I} - I'^2_{I\,III}} = I'\frac{I'_{I\,III}}{3}\sqrt{\frac{4+4\iota'+\iota'^2}{3\iota'^2}} =$$

$$= \frac{F_I\, I_I}{3}\sqrt{\frac{4+4\iota'+\iota'^2}{3\iota'^2}}\,. \tag{34b}$$

Отношение эффективных значений токов обмоток внешнего и среднего сердечников равно

$$\iota'_0 = \frac{I_{I0}}{I'_{II_0}} = \sqrt{\frac{1+\iota'+7\iota'^2}{4+4\iota'+\iota'^2}} \approx \frac{I_{I_0}}{I_{II_0}}\,. \tag{34}$$

При соотношениях, принятых для фиг. 20, 21, 24 и 25, $\iota' = 1{,}81$ (ср. стр. 34). Поэтому ι'_0 получаем равным 1,34, в то время как отношение эффективных значений по фиг. 24 $\iota_0 = 1{,}26$ и по фиг. 25 $\iota_0 = 1{,}32$.

d) Выводы и практический расчет эффективных значений намагничивающего тока. Основным является расчет трансформатора, соединенного в звезду с нулевым проводом на первичной стороне, хотя этот случай и не имеет практического значения.

Изменение во времени токов в трех обмотках при соединении в звезду с нулевым проводом мы получаем из магнитной характеристики мгновенных значений. Это определение производим раздельно для внешнего и среднего сердечников (ср. гл. А, 2a и 4a и фиг. 20).

Сумма трех токов равна току в нулевом проводе. При соединении первичной обмотки в треугольник фазовые токи получаем, как и при соединении в звезду с нулевым проводом. Кривые линейных токов получаем, беря разности фазовых токов (ср. гл. 4a, фиг. 21). При соединении в звезду без нулевого провода с включенной в треугольник вторичной или третичной обмоткой изменение во времени намагничивающих токов мы получаем, беря разность фазовых токов при соединении в звезду с нулевым проводом и трети тока в нулевом проводе. Определяемые таким образом намагничивающие токи пригодны приближенно также для случая, когда не имеется обмотки, соединенной в треугольник (ср. гл. 4b и c и фиг. 24 и 25).

Для того чтобы определить эффективные значения намагничивающих токов, узнаем сначала амплитуды намагничивающих токов при соединении в звезду с нулевым проводом

$$I_{I_{max}} = \frac{1}{w}\,(H_c L_c + H_я L_я + 1{,}6\,\delta\,B_e)\ \mathrm{A} \tag{35a}$$

и

$$I_{II_{max}} = \frac{1}{w}\,(H_c L_c + 1{,}6\,\delta\,B_L)\ \mathrm{A}, \tag{35b}$$

где напряженности поля H_c и $H_я$ выражены в A/cm, индукция в гауссах и длина L_c, $L_я$ и δ в cm, δ — длина воздушного зазора; для каждой части цепи между средними точками ярем считаем по два воздушных зазора.

Деля амплитуду тока на коэфициент δ, который берем из фиг. 7, получаем эффективное значение I_I и I_{II} при соединении в звезду с нулевым проводом.

Эффективное значение линейного тока при соединении в треугольник согласно уравнениям (19a) и (19c) равно:

$$I_{I\,III} = F_I I_I, \tag{36a}$$

причем I_I — эффективное значение намагничивающего тока в обмотке на сердечнике I при соединении в звезду с нулевым проводом. Коэфициент F_I может быть определен по фиг. 7. Эффективные значения обоих других линейных токов получатся по уравнениям (19), (20a) и (20b):

$$I_{II\,I} = I_{III\,II} \approx \sqrt{\frac{1 + \iota' + \iota'^2}{\iota'^2}}\,\frac{F_I}{\sqrt{3}}\,I_I, \tag{36b}$$

где согласно уравнениям (18), (16) и (16')

$$\iota' = \frac{F_{\mathrm{I}}}{F_{\mathrm{II}}} \frac{I_{\mathrm{I}}}{I_{\mathrm{II}}} \approx \frac{I_{\mathrm{I}}}{I_{\mathrm{II}}} \approx \frac{I_{\mathrm{I}\,max}}{I_{\mathrm{II}_{max}}}. \tag{36}$$

Коэфициент F_{II} для части цепи II может быть определен по фиг. 7.

Эффективные значения намагничивающих токов при включении в звезду без нулевого провода с включенной в треугольник вторичной или третичной обмоткой получаются по уравнениям (34a) и (34b):

$$I_{\mathrm{I}_0} = I_{\mathrm{III}_0} = \frac{F_{\mathrm{I}}\, I_{\mathrm{I}}}{3} \sqrt{\frac{1+\iota'+7\iota'^2}{3\iota'^2}} \approx \frac{I_{\mathrm{I}}}{1{,}8} \sqrt{\frac{1+\iota'+7\iota'^2}{3\iota'^2}} \tag{37a}$$

и

$$I_{\mathrm{II}_0} \approx \frac{F_{\mathrm{I}}\, I_{\mathrm{I}}}{3} \sqrt{\frac{4+4\iota'+4\iota'^2}{3\iota'^2}} \approx \frac{I_{\mathrm{I}}}{1{,}8} \sqrt{\frac{4+4\iota'+\iota'^2}{3\iota'^2}}\,; \tag{37b}$$

приближенно это верно также и при отсутствии включенной в треугольник обмотки.

5. ВОЗДУШНЫЙ ПОТОК И ЕГО ДОБАВОЧНЫЕ ПОТЕРИ

а) **Проводимость для воздушного потока.** Для проводимости потока $\varphi_в$, который при отсутствии нулевого провода или обмотки, соединенной в треугольник, проходит между ярмами трансформатора через воздушное пространство и масляный бак, мы можем написать [ср. уравнение (19), т. I]

$$\Lambda = \frac{\varphi_в}{v_в}, \tag{38}$$

где $v_в$ — магнитное напряжение между ярмами по пути вдоль внешней стороны обмоток трансформатора.

Для приближенного подсчета этой проводимости представим сначала трансформатор без масляного бака и заменим приблизительно прямоугольное поперечное сечение ярма круглым с тем же периметром $U_я$, как и сечение ярма.

Следовательно, радиус замещающего цилиндра (фиг. 27) равен

$$r = \frac{U_я}{2\pi}. \tag{39a}$$

Фиг. 27. Схема замещения ярма.

Магнитное поле между ярмами подобно электрическому полю между двумя проводами с круглым поперечным сечением.

Только около сердечника и обмоток получается заметное отличие от электростатического поля.

Для подсчета потока отпадает пространство, которое занимает намагничивающая обмотка, между тем как части сердечника, выступающие у концов обмоток, увеличивают поток.

При грубом подсчете считаем, что оба фактора взаимно уравновешиваются. Если мы напишем зависимость согласно фиг. 27 для проводимости

$$\Lambda = \Pi_0 l \lambda, \tag{39}$$

где λ — лишенное размерности числовое значение магнитной проводимости, которую мы можем приравнять лишенной размерности емкости на единицу длины двух проводов с радиусом r и расстоянием между ними d. Так как практически r мало в сравнении с d, то можем написать

$$\lambda = \frac{\pi}{\ln \frac{d}{r}} = \frac{1{,}36}{\lg \frac{d}{r}}. \tag{40}$$

В трансформаторах обычно

$$6 \leqslant \frac{d}{r} \leqslant 10, \tag{40a}$$

$$0{,}78 \leqslant \lg \frac{d}{r} \leqslant 1, \tag{40b}$$

следовательно,

$$1{,}75 \geqslant \lambda \geqslant 1{,}36. \tag{40c}$$

Влияние концевых поверхностей ярем учитываем, повышая на 20% числовое значение проводимости, определяемое уравнением (40). Поэтому полагаем для трансформатора, сердечники которого лежат в одной плоскости (фиг. 19),

$$l \approx 1{,}2 L_я \tag{39b}$$

и получаем при среднем значении $\lambda = 1{,}5$ для трансформатора без масляного бака

$$\Lambda \approx 2{,}25 L_я \text{ М/А}. \tag{41}$$

Также и для трансформатора фиг. 8, у которого сердечники расположены симметрично относительно средней оси, получаем с некоторым приближением

$$l \approx 3(L_я + a) \tag{39b'}$$

и

$$\Lambda \approx 5{,}6(L_я + a) \text{ М/А}. \tag{41'}$$

Если трансформатор заключен в масляный бак, то ярмовой поток замыкается частично через стенки бака. Он индуктирует в них вихревые токи, которые демпфируют поток, проходящий через бак. Согласно теоретическим и экспериментальным исследованиям Оллендорфа (Ollendorf) [Л. 8] проводимость Λ практически в среднем возрастает на 25%. Поэтому для масляных трансформаторов, у которых сердечники расположены в одной плоскости,

$$\Lambda \approx 2{,}8 L_я \text{ М/А}. \tag{42a}$$

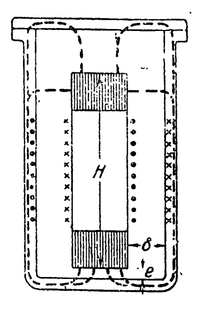
Находящиеся около обмотки прессующие их железные конструкции могут соответственным образом повышать проводимость.

В практически выполненных конструкциях величина Λ доходит до $4L_я$ М/А [Л. 8].

Соответственно и для масляного трансформатора, у которого сердечники расположены симметрично относительно средней оси, можем полагать

$$\Lambda \approx 7(L_я + a) \text{ М/А}. \qquad (42b)$$

b) Потери в масляном баке. Прохождение воздушного потока через бак схематично показано на фиг. 28 пунктирной линией. Мы можем представить себе, что он создан фиктивным током обмотки, расположенной на сердечнике трансформатора и обозначенной на фиг. 28 крестами и точками. В стенке бака поток индуктирует токи, которые также обозначены крестами и точками. Потери в баке—главным образом потери на вихревые токи, возникающие в стенке бака.



Фиг. 28. Схема к расчету потерь в баке.

Подсчет этих потерь, которые имеют место только при отсутствии нулевого провода или обмотки, соединенной в треугольник, дан с некоторым упрощением Оллендорфом [Л. 8].

Последующие экспериментальные испытания его исследований показали, что при малых значениях $\frac{\delta}{H}$ (0,15 — 0,18) подсчитанные потери хорошо совпадают с найденными опытным путем.

При больших значениях $\frac{\delta}{H}$ (0,3 — 0,4) измеренные потери оказались вдвое большими, чем дает подсчет по Оллендорфу.

При ориентировочных расчетах можно потери в баке определять, не пользуясь сложным методом Оллендорфа.

На основании экспериментальных исследований на трансформаторе с гладким баком без днища и крышки, который обе внешние половины цилиндрических обмоток крайних сердечников охватывал концентрично, а в остальной части проходил прямолинейно, получалась при частоте в 150 Hz следующая простая зависимость для потерь в стенке бака:

$$Q_б \approx 1{,}5 \frac{H}{\delta} L_я \theta_3^2 \, 10^{-6} \text{ W}. \qquad (43a)$$

Здесь $L_я$ длина ярма (ср. фиг. 19), выраженная в cm и $\theta_3 = wI_3$— эффективное значение ампервитков, которые служат для создания воздушного потока.

Влияние днища было также исследовано экспериментально, и найдено, что потери в баке при наличии днища на расстоянии e cm от нижней поверхности ярма (фиг. 28) равны

$$Q_{дн} \approx \frac{12}{e}\left(\frac{\delta}{H}\right)^2 Q_б \text{ W}. \qquad (43b)$$

Уравнение (43b) применимо для случаев, когда $e \geqslant 1{,}5$ cm; при $e = 0$ член $\frac{12}{e}$ принимает значение 10.

Расстояние крышки от верхнего ярма обыкновенно значительно больше, чем днища от нижнего ярма, в большинстве случаев потери в крышке настолько малы, что ими пренебрегают.

Если воздушный поток кроме третьей гармоники содержит еще основную волну (фиг. 24), то последняя также вызывает потери в баке. Эти потери обыкновенно очень незначительны. Они зависят также от толщины Δ стенки бака, в то время как при 150 Hz потери практически от Δ не зависят.

Так, например, при толщине стенки 1,5 mm при отсутствии днища и крыши потери в баке при 50 Hz равны

$$Q_б \approx 0{,}45 \frac{H}{\delta} L_я \theta_1^2 \, 10^{-6} \text{ W}, \qquad (43'a)$$

где θ_1 — ампервитки, которые создают воздушный поток основной частоты. При толщине железа в 0,5 mm потери будут на 25% меньше.

Для роста потерь от наличия днища получаем при $e \geqslant 1{,}5$ cm

$$Q_{дн} \approx \frac{6}{e} \frac{\delta}{H} Q_б \text{ W}. \qquad (43'b)$$

Член $\frac{6}{e}$ при $e = 0$ переходит в 4,5.

Во всех случаях, как видно, потери пропорциональны квадрату ампервитков так, что магнитную проницаемость железа бака можно рассматривать как постоянную величину.

Влияние наличия волн у стенки бака на добавочные потери от воздушного потока оценить легко. Потери от вихревых токов независимо от того, учтено ли реактивное действие вихревых токов или нет, пропорциональны квадрату индукции в стенке бака и действительному периметру бака (ср. гл. II, F, 2b, т. 1). При волнистости бака индукция в стенке уменьшается в отношении периметров гладкого бака к волнистому.

Добавочные потери при волнистом баке уменьшаются, следовательно, по сравнению с таковыми при гладком баке в том же отношении.

Стоящие в уравнениях (43a) и (43'a) ампервитки равны эффективному значению напряжения вдоль воздушного пути между ярмами, т. е. $\frac{V_{в3}}{\sqrt{2}}$ и $\frac{V_{в1}}{\sqrt{2}}$, и могут быть получены на основании гл. A, 2b и A, 4b.

Там мы подсчитали поток $\varphi_в$, выбирая значение Λ, а затем по уравнению (38) находим напряжение $v_в$. Чтобы избегнуть определения $v_в$ из сложного расчета потока $\varphi_в$, мы можем с известным приближением считать, что

$$v_в \approx \frac{wi_0}{3}, \qquad (44)$$

где i_0 — ток в нулевом проводе при соединении первичной обмотки в звезду с нулевым проводом. По формуле 44 значение $v_в$ получается несколько преувеличенным, что действует в сторону надежности расчета потерь.

Пересчет данного в гл. 2a примера для симметричного трансформатора дает при амплитудах основной волны индукции в сердечнике $B_1 = 14000$ G увеличение $v_в$ при расчете по (44) на 9%, при $B_1 = 16000$ G — на 25% и при $B_1 = 18000$ G — на 48%.

При симметричном трансформаторе $v_в$ содержит только составляющие 3-го порядка и им кратные, причем амплитуды последних исчезающе малы. Чтобы избегнуть определения кривой $v_в$, мы можем в этом случае определять амплитуду $v_{в3}$ посредством кривых фиг. 6. Для заданной амплитуды основной волны индукции сердечника B_1 найдем по фиг. 6 для $B = B_1$ значение $\frac{\sqrt{2}\, wI_1}{L_{ж}}$ и отношение $\frac{I_3}{I_1}$ для цепи без воздушного зазора ($\eta = 0$). Тогда получим

$$\theta_3 = \frac{v_{в3}}{\sqrt{2}} \approx \frac{wI_1}{L_{ж}} \cdot \frac{I_3}{I_1} \cdot L_{ж}, \tag{44a}$$

где $L_{ж}$ — длина пути в железе между средними точками (фиг. 8).

При несимметричном трансформаторе кривая $v_в$ содержит кроме третьей гармоники еще также и значительную основную волну (ср. фиг. 24). Ради простоты полагаем ее равной нулю. При этом не совсем правильном допущении основные волны намагничивающих токов трех фазовых обмоток будут сдвинуты по фазе на треть периода, а третьи гармоники совпадают по фазе, и мы можем ампервитки wI_3 для каждого сердечника определить с помощью кривых фиг. 6.

Мы возьмем для заданной амплитуды основной волны индукции сердечника B_1 значения $\frac{\sqrt{2}\, wI_1}{L_{ж}}$ и $\frac{I_3}{I_1}$ для $\eta = 0$ и получим стоящие в уравнении (43a) ампервитки с известным приближением как среднее значение трех магнитных напряжений (фиг. 19):

$$\theta_3 = \frac{v_{в3}}{\sqrt{2}} \approx \frac{wI_1}{L_{ж}} \cdot \frac{I_3}{I_1} \cdot \left(L_c + \frac{2}{3} L_я\right). \tag{44b}$$

Определенное по уравнению (44b) значение $V_в$ для примера гл. 4b при основной волне индукции сердечника $B_1 = 14000$ G получается преувеличенным на 8% и при $B_1 = 16000$ G — на 20%.

В гл. G, 2c мы покажем, как $V_{в3}$ и $V_{в1}$ могут быть определены экспериментально.

6. ПЯТИСЕРДЕЧНИКОВЫЙ ТРАНСФОРМАТОР

Очень большие трехфазные трансформаторы, мощностью выше 50000 kVA, иногда выполняются с двумя дополнительными сердечниками, не несущими обмоток.

Эти добавочные сердечники располагаются в плоскости трех основных сердечников и охватывают обмотки наподобие броневых трансформаторов (фиг. 29). Сечение ярма в этом случае может быть взято меньшим и равным приблизительно 0,6 сече-

ния ярма трехсердечникового трансформатора, так что общая конструктивная высота трансформатора уменьшается.

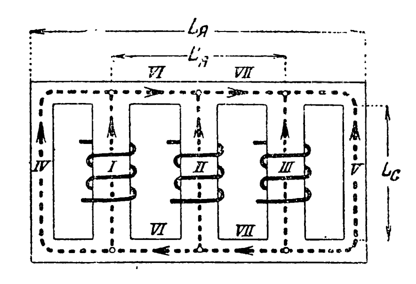
Предельная мощность такого трансформатора с точки зрения транспорта его при существующих железнодорожных габаритах повышается и доходит до 100 000 kVA при напряжении 220 kV.

а) **Соединение в звезду с нулевым проводом и соединение треугольником.** Определим сначала распределение потоков в железе. Согласно фиг. 29 мы получаем следующую зависимость между мгновенными значениями потоков в отдельных частях цепи:

$$\varphi_{I} + \varphi_{IV} = \varphi_{VI}, \tag{45a}$$

$$\varphi_{III} + \varphi_{V} + \varphi_{VII} = 0, \tag{45b}$$

$$\varphi_{II} + \varphi_{VI} = \varphi_{VII}. \tag{45c}$$



Фиг. 29. Пятистержневой трехфазный трансформатор.

Добавим к этому существующее при соединении в звезду с нулевым проводом или в треугольник условие

$$\varphi_{I} + \varphi_{II} + \varphi_{III} = 0, \tag{45d}$$

полагая, что сумма фазовых напряжений в каждое мгновение равна нулю, и пренебрегая потерей напряжения в обмотках.

Из сложения равенств (45a), (45b) и (45c) с учетом уравнения (45d) получаем

$$\varphi_{V} = -\varphi_{IV}. \tag{45e}$$

Напряжение обхода через необмотанные сердечники и ярмо согласно закону полного тока должно быть равно нулю:

$$v_{IV}(\varphi_{IV}) + 2v_{VI}(\varphi_{VI}) + 2v_{VII}(\varphi_{VII}) - v_{V}(\varphi_{V}) = 0 \tag{46a}$$

или, полагая одинаковыми сечения обоих необмотанных сердечников, имеем

$$v_{IV}(\varphi_{IV}) + v_{VI}(\varphi_{VI}) + v_{VII}(\varphi_{VII}) = 0. \tag{46b}$$

Для потоков φ_{VI} и φ_{VII} из уравнений (45a), (45b) и (45c) находим зависимость

$$\varphi_{VI} = \varphi_{IV} + \varphi_{I} \tag{46c}$$

и

$$\varphi_{VII} = \varphi_{IV} - \varphi_{III}, \tag{46d}$$

так что уравнение (46b) может быть представлено в виде:

$$v_{IV}(\varphi_{IV}) + v_{VI}(\varphi_{VI} + \varphi_{I}) + v_{VII}(\varphi_{IV} - \varphi_{III}) = 0. \tag{46}$$

Из этого уравнения мы можем теперь для каждого мгновения определить поток φ_{IV}, если даны мгновенные значения потоков φ_{I} и φ_{III}, соответствующих фазовым напряжениям, и магнитные характеристики частей цепи *IV*, *VI* и *VII*. На фиг. 30

характеристики $v_{IV}(\varphi_{IV})$, $v_{VI}(\varphi_{VI})$ и $v_{VII}(\varphi_{VII})$ начерчены тонкой линией, причем практически всегда $v_{VI}(\varphi_{VI}) = v_{VII}(\varphi_{VII})$.

Сдвинем характеристику $v_{VI}(\varphi_{VI})$ в отрицательном направлении оси ординат на величину мгновенного значения потока φ_I (в положительном направлении, если φ_I отрицателен) и характеристику $v_{VII}(\varphi_{VII})$ в положительном направлении оси ординат на величину мгновенного значения потока φ_{III} (в отрицательном направлении, если поток φ_{III} отрицателен). При этом получим пунктирные характеристики

$$v_{VI}(\varphi_{VI} - \varphi_I) = v_{VI}(\varphi_{IV}) \qquad (47a)$$

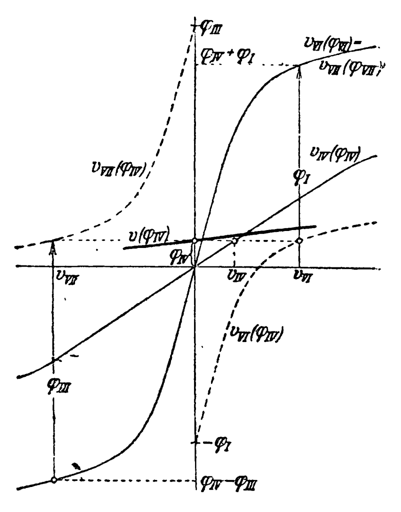
и

$$v_{VII}(\varphi_{VII} + \varphi_{III}) = v_{VII}(\varphi_{IV}). \qquad (47b)$$

На фиг. 30 потоки φ_I и φ_{III} оба положительны.

Складывая магнитные напряжения характеристик $v_{IV}(\varphi_{IV})$, $v_{VI}(\varphi_{VI})$ и $v_{VII}(\varphi_{IV})$, получим жирную кривую

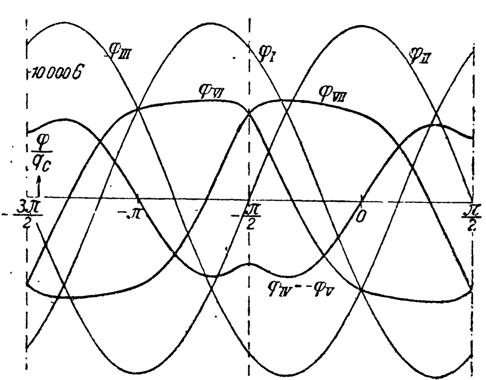
$$v(\varphi_{IV}) = v_{IV}(\varphi_{IV}) + v_{VI}(\varphi_{IV}) + v_{VII}(\varphi_{IV}). \qquad (47)$$



Фиг. 30. Определение потока φ_{IV} (фиг. 29).

Поток φ_{IV}, при котором эта кривая пересекает ось ординат, удовлетворяет условию (46), позволяющему определить стоящие в характеристиках $v_{IV}(\varphi_{IV})$, $v_{VI}(\varphi_{VI})$ и $v_{VII}(\varphi_{VII})$ потоки и напряжения.

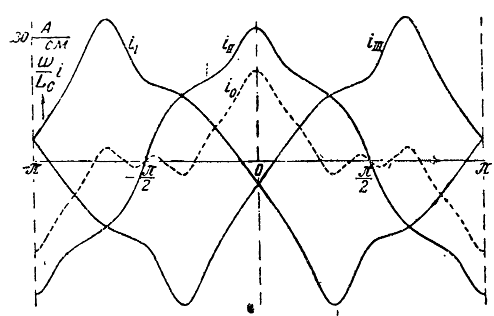
Неизвестные потоки φ_{VI} и φ_{VII} находятся из уравнений (46c) и (46d). Беря различные соответствующие друг другу мгновенные значения φ_I и φ_{III}, можно определить кривую потока.



Фиг. 31. Кривые потоков в пятистержневом трансформаторе при соединении в звезду с нулевым проводом, $B_c = 14\,000$ G.

Описанное определение потока φ_{IV} не очень точно, поэтому рекомендуется полученное значение уточнить, при этом целесообразно соответствующие значения характеристик $v_{IV}(\varphi_{IV})$, $v_{VI}(\varphi_{VI})$ и $v_{VII}(\varphi_{VII})$ расположить с небольшим интервалом в таблицу и подсчитать по уравнению (46) точное значение потока φ_{IV}.

На фиг. 31 представлено в предположении, что трансформатор питается от симметричной трехфазной сети и потоки в обмотанных стержнях меняются синусоидально, изменение во времени отдельных потоков для случая, когда индукция в необмотанных сердечниках $B_c = 14\,000$ G, поперечное сечение необмотанного сердечника и ярма составляют 0,6 от сечения обмотанного, и отношение суммы длин обоих воздушных промежутков к длине сердечника для всех пяти сердечников составляет $8 \cdot 10^{-4}$. Отношение длины ярма к длине сердечника взято примерно $\frac{L_я}{L_c} = 2{,}5$ и $\frac{L'_я}{L_c} = 1{,}3$ (фиг. 29). Значения ординат отнесены к 1 cm² площади сечения железа. Умножая эти значения на площадь сечения сердечника q_c, получим, следовательно, потоки. В том же масштабе ординат представлены кривые $\varphi_{\rm I}$, $\varphi_{\rm II}$ и $\varphi_{\rm III}$ индукции в сердечнике, ординаты остальных кривых нужно разделить на $\frac{q_я}{q_c} = 0{,}6$, чтобы получить индукции в соответствующих прочих частях магнитной системы.



Фиг. 32. Кривые фазовых токов $i_{\rm I}$, $i_{\rm II}$, $i_{\rm III}$ при соединении в звезду с нулевым проводом (ток i_0), $B_c = 14\,000$ G.

Максимальное значение индукции в необмотанных сердечниках, следовательно, $B_{\rm IV} = B_{\rm V} = \frac{6\,050}{0{,}6} = 10\,100$ G и в ярме $B_{\rm VI} = B_{\rm VII} = \frac{7\,900}{0{,}6} = 13\,200$ G. (По гл. II, F, 2 и H, 2, т. I мы можем подсчитать железные потери по кривой изменения во времени потока.)

Из магнитных характеристик отдельных частей цепи получаем фазовые токи:

$$i_{\rm I} = \frac{v_{\rm I} - v_{\rm IV}}{w}, \tag{48a}$$

$$i_{\rm II} = \frac{v_{\rm II} - 2v_{\rm IV} - v_{\rm IV}}{w}, \tag{48b}$$

$$i_{\rm III} = \frac{v_{\rm III} - v_{\rm V}}{w}. \tag{48c}$$

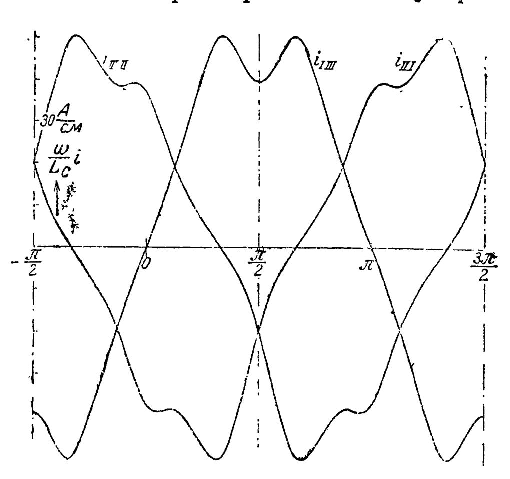
Ток в нулевом проводе равен

$$i_0 = i_{\rm I} + i_{\rm II} + i_{\rm III}. \tag{48d}$$

Эти токи представлены на фиг. 32. Линейные токи при соединении в треугольник получаем как разности двух фазовых токов (фиг. 33).

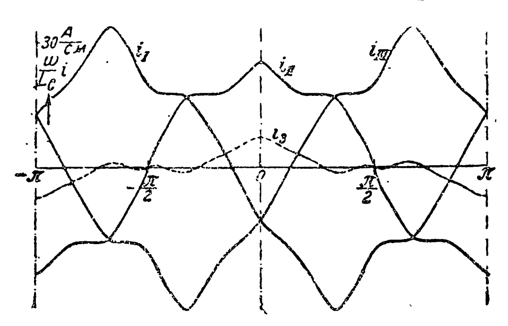
Значения величин по оси ординат фиг. 32 и 33 отнесены к 1 cm длины сердечника и к одному витку обмотки, так что,

для того чтобы получить ток в амперах, нужно ординаты умножить на длину сердечника L_c в cm и разделить на число витков. Мы видим, что в противоположность трехсердечниковому трансформатору эффективные значения намагничивающих токов отличаются друг от друга незначительно.



Фиг. 33. Кривые линейных токов при соединении в треугольник, $B_c = 14\,000$ G.

b) Соединение в звезду без нулевого провода. Сначала положим, что вторичная обмотка соединена в треугольник или имеется особая короткозамкнутая обмотка, которая охватывает все три сердечника, так что должно существовать уравнение (45d). В том случае мы получаем согласно гл. 4c фазовые токи при соединении в звезду без нулевого провода как разность намагничивающего тока при соединении в звезду с нулевым проводом и трети тока в нулевом проводе. На фиг. 34 представлены полученные таким образом кривые токов, ток i_3 в треугольнике вторичной или третичной обмоток изображен пунктиром.



Фиг. 34. Кривые токов (i_I и т. д.) при соединении в звезду без нулевого провода при наличии обмотки, соединенной в треугольник (ток i_3), $B_c = 14\,000$ G.

Если, однако, вторичная обмотка соединена в звезду и никакой короткозамкнутой обмотки вокруг трех сердечников не расположено, то мы можем получить значительное отклонение от кривых тока фиг. 34, так как сумма $\varphi_I + \varphi_{II} + \varphi_{III}$ трех потоков сердечников значительно больше, чем в трехсердечниковом трансформаторе. Части ярма IV и V представляют хорошо проводящий путь для этого результирующего потока. На место зависимости (45d) для потоков в обмотанных сердечниках в этом случае имеем соответствующее условие для токов

$$i_I + i_{II} + i_{III} = 0. \tag{49}$$

Разность двух потоков в обмотанных сердечниках известна из линейного напряжения.

На основании уравнений (45a), (45b) и (45c) мы получаем для этих потоков

$$\varphi_{II\,I}=\varphi_I-\varphi_{II}=-\varphi_{IV}+2\varphi_{VI}-\varphi_{VII}, \qquad (50a)$$

$$\varphi_{III\,II}=\varphi_{II}-\varphi_{III}=+\varphi_V-\varphi_{VI}+2_{VII}. \qquad (50b)$$

Как выражение того, что напряжение обхода вдоль необмотанной части цепи должно быть равно нулю, справедливо также здесь уравнение (46).

Если подставим в это уравнение потоки, даваемые уравнениями (50a) и (50b)

$$\varphi_{IV}=-\varphi_{II\,I}+2\varphi_{VI}-\varphi_{VII} \qquad (51a)$$

и

$$\varphi_V=\varphi_{III\,II}+\varphi_{VI}-2\varphi_{VII}, \qquad (51b)$$

то получаем

$$v_{IV}(-\varphi_{II\,I}+2\varphi_{VI}-\varphi_{VII})+2v_{VI}(\varphi_{VI})+$$
$$+2v_{VII}(\varphi_{VII})-v_V(\varphi_{III\,II}+\varphi_{VI}-2\varphi_{VII})=0. \qquad (52)$$

В этом уравнении мы имеем два неизвестных: φ_{VI} и φ_{VII}. Чтобы определить их, используем еще вторые уравнения, которые по закону полного тока применяем к пути, который идет через один из трех обмотанных сердечников:

$$wi_I=v_I(\varphi_I)-v_{IV}(\varphi_{IV}), \qquad (53a)$$

$$wi_{II}=v_{II}(\varphi_{II})+2v_{VII}(\varphi_{VII})-v_V(\varphi_V), \qquad (53b)$$

$$wi_{III}=v_{III}(\varphi_{III})-v_V(\varphi_V). \qquad (53c)$$

Сумма левых частей этих уравнений по уравнению (49) должна быть равна нулю. Если мы составим эти суммы и заменим потоки $\varphi_I-\varphi_V$ потоками φ_{VI} и φ_{VII} с помощью уравнений (45a), (45b), (45c) и (51a), (51b), то получим

$$v_I(\varphi_{II\,I}-\varphi_{VI}+\varphi_{VII})+v_{II}(-\varphi_{VI}+\varphi_{VII})+$$
$$+v_{III}(-\varphi_{III\,II}-\varphi_{VI}+\varphi_{VII})-v_{IV}(-\varphi_{II\,I}+$$
$$+2\varphi_{VI}-\varphi_{VII})-2v_V(\varphi_{III\,II}+\varphi_{VI}-2\varphi_{VII})+$$
$$+2v_{VII}(\varphi_{VII})=0. \qquad (54)$$

Чтобы из уравнений (52) и (54) определить неизвестные потоки φ_{VI} и φ_{VII}, напишем для магнитных характеристик отдельных частей цепи

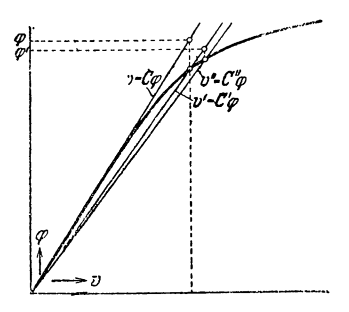
$$v_I(\varphi_I)=C_I\varphi_I, \qquad (55a)$$

$$v_{II}(\varphi_{II})=C_{II}\varphi_{II} \text{ и т. д.,} \qquad (55b)$$

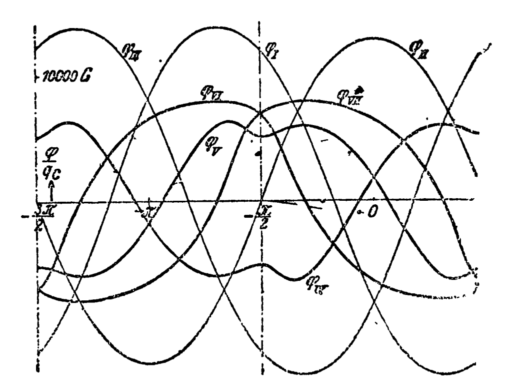
где C_I и C_{II} и т. д. постоянны только при прямолинейных характеристиках. В этом случае мы смогли бы решить уравнения (52) и (54) относительно φ_{VI} и φ_{VII}.

Изгиб характеристики не должен оставаться без внимания. Мы можем в первом приближении C выбрать таким, каким оно получается из прямолинейной части характеристики ($v = C\varphi$). Затем следует подсчитать по уравнениям (52) и (54) φ_{VI} и φ_{VII}, из уравнений (51a) и (51b) φ_{IV} и φ_{V} и из уравнений (45a), (45b) и (45c) φ_{I}, φ_{II} и φ_{III}.

Эти потоки, найденные в первом приближении, мы можем теперь отложить на магнитных характеристиках и найти новые соответствующие им значения C, а затем определить все потоки во втором приближении.



Фиг. 35. Определение потоков при соединении в звезду без нулевого провода и без обмотки, соединенной в треугольник.

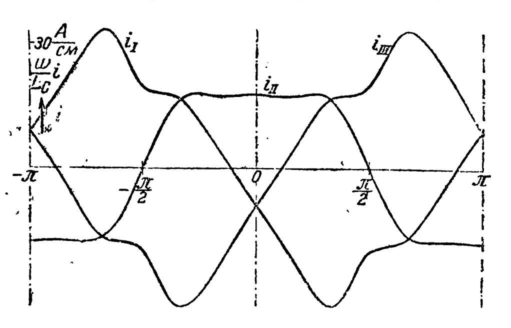


Фиг. 36. Кривые потоков при соединении в звезду без нулевого провода и без обмотки, соединеной в треугольник, $B_{c1} = 14\,000$ G.

Легко убедиться, однако, что найденные таким путем C все еще сильно отличаются от конечных своих значений.

Лучший результат мы можем получить следующим путем:

Проводим через точку потока φ, найденного в первом приближении, на прямой $v = C\varphi$ (фиг. 35) линию, параллельную оси ординат.



Фиг. 37. Кривые фазовых токов при соединении в звезду без нулевого провода и без обмотки, соединенной в треугольник, $B_{c1} = 14\,000$ G.

Через точку пересечения этой параллели с характеристикой проводим прямую из начала координат и находим новый коэфициент C'. С этим значением C' определяем поток φ' во втором приближении и аналогичным путем определяем C'' в третьем приближении и т. д. до тех пор, пока значения C не перестанут изменяться [1]).

На фиг. 36 нанесены определенные таким образом кривые потоков для симметричной сети и при индукции основной волны

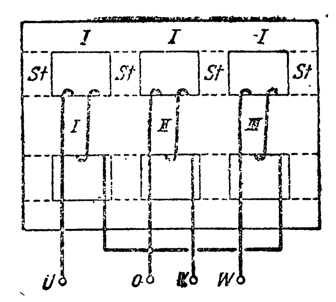
[1]) Еще скорее можно притти к цели, если вместо линии, параллельной оси ординат, провести прямую под тупым углом к оси абсцисс.

в обмотанном сердечнике $B_{c_1} = 14\,000$ G. Потоки φ_I, φ_{II}, φ_{III} в обмотанных сердечниках не строго синусоидальны и сдвинуты не на треть периода по фазе друг по отношению к другу. Вызванный этим сдвиг нулевой точки первичного напряжения мы можем определить с достаточной точностью из векторной диаграммы основных волн фазовых напряжений, пропорциональных соответствующим потокам, если звезду фазных векторов вписать в треугольник линейных напряжений. Определение этого сдвига нулевой точки составляет в данном случае около 6% от симметричного фазового напряжения.

Фиг. 37 представляет фазовые токи. Из сравнения с фиг. 34 мы видим, что отсутствие соединенной в треугольник третичной или вторичной обмотки значительно влияет на ток i_{II} в обмотке среднего сердечника.

7. ТРЕХФАЗНЫЙ БРОНЕВОЙ ТРАНСФОРМАТОР

Трехфазный броневой трансформатор представляет собой, как мы видели в гл. II, А, 4, т. I, соединение в ряд трех однофазных броневых трансформаторов. На фиг. 38 представлена конструкция трансформатора с соединенной в звезду первичной обмоткой. Мы различаем сердечники *I*, *II*, *III*, на которых намотана обмотка, ярмовые части *I* и стержни *St*. Обмотки включены так, что они при протекании тока в положительном направлении намагничивают внешние сердечники в направлении, противоположном среднему сердечнику.



Фиг. 38. Трехфазный броневой трансформатор.

Через внутренние стержни *St* проходит тогда полусумма потоков соседних сердечников, и при симметричных фазных потоках и синусоидальном их изменении амплитуда потока в стержнях *St* вдвое меньше амплитуды потока сердечника. Если обмотки так включены, что сердечники намагничиваются в одинаковом направлении, то через внутренние стержни проходит полуразность потоков сердечников, причем потоки в стержнях в $\sqrt{3}$ больше, чем при схеме по фиг. 38.

Рассмотрим сначала соединение с нулевым проводом на первичной стороне, так что потоки сердечников φ_I, φ_{II} и φ_{III} в каждый момент заданы кривой изменения во времени фазового напряжения.

Мы сможем по фиг. 39, *а* сразу найти потоки во всех частях ярма и во внешних стержнях *St*, потоки же φ_{IV} и φ_V во внутренних стержнях *St* равны

$$\varphi_{IV} = \frac{\varphi_I + \varphi_{II}}{2} \qquad (56a)$$

и

$$\varphi_V = \frac{\varphi_{II} + \varphi_{III}}{2}\,. \qquad (56b)$$

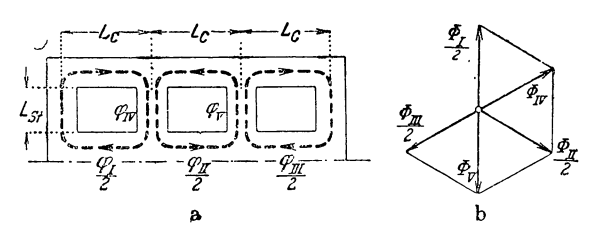
Затем мы можем подсчитать магнитное напряжение обхода для каждой из трех частей цепи и делением на число витков w получаем намагничивающие токи.

Если трансформатор работает в симметричной сети с синусоидальным напряжением, то согласно фиг. 39, *b*, пренебрегая незначительным падением напряжения, имеем

$$\varphi_{IV} = -\frac{\varphi_{III}}{2} \quad (56c)$$

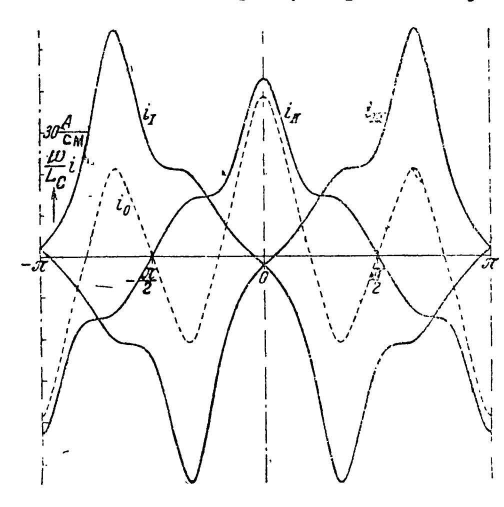
и

$$\varphi_{V} = -\frac{\varphi_{I}}{2}. \quad (56d)$$



Фиг. 39. Потоки в различных частях магнитной цепи.

Для случая, когда длина стержня L_{St} равна половине длины сердечника L_c, площадь сечения ярма и стержня St—половине площади сечения сердечника, а длина воздушного зазора (на фиг. 38 пунктир) составляет 0,04% длины St, на фиг. 40 показаны намагничивающие токи при максимальной индукции в сердечнике 14 000 G и высоко легированном железе. Ток в нулевом проводе представлен пунктирной кривой. Мы видим, что намагничивающие токи для крайних сердечников больше, чем для внутреннего, и что в противоположность несимметричному стержневому трансформатору кривые токов в обмотках крайних сердечников несимметричны.



Фиг. 40. Кривые токов (i_I и т. д.) при соединении в звезду с нулевым проводом (ток i_0), $B_c = 14\,000$ G.

Максимальное значение напряжения обхода для внешних частей цепи (фиг. 39, *a* и *b*) равно

$$V_I = V_{III} = L_c(H_c + H_я) + L_{St}(H_a + H_i) + + 2\delta(H_{в.\,вне} + H_{в.\,вну}) \quad (57a)$$

и для внутренней

$$V_{II} = L_c(H_c + H_я) + 2L_{St}H_{вну} + 4\delta H_{в.\,вну} \quad (57b)$$

напряженности поля H_c, $H_я$, H_a и H_i находим из кривых намагничения для индукций:

$$B_c = \frac{\Phi}{q_c}, \quad (57c)$$

$$B_я = \frac{\Phi}{2q_я}, \tag{57d}$$

$$B_a = \frac{\Phi}{2q_{St}}, \tag{57e}$$

$$B_i = \frac{\Phi}{4q_{St}}. \tag{57f}$$

Напряженности поля $H_{в.\,вне}$ и $H_{в.\,вну}$ в воздушных зазорах определяем из индукций в воздушных зазорах для внешнего ($B_{в.\,вне}$) и внутреннего ($B_{в.\,вну}$) стержней.

Эффективные значения намагничивающих токов:

$$I_{I} = I_{III} = \frac{V_{I}}{w\sigma}, \tag{58a}$$

$$I_{II} = \frac{V_{II}}{w\sigma}, \tag{58b}$$

где коэфициент σ выбирается на основании гл. А, 1с.

Кривые линейных токов при соединении в треугольник получаем как разность токов при соединении в звезду с нулевым проводом (фиг. 40). При соединении в звезду без нулевого провода с соединенной в треугольник вторичной или третичной обмотками (приблизительно и без таковых) кривые намагничивающих токов находятся, как в гл. А, 4с, или как треть разности линейных токов при соединении в треугольник или как разность фазовых токов при наличии нулевого провода и трети тока в нулевом проводе.

Формы этих кривых сходны в общем с кривыми несимметричного трансформатора (фиг. 24 и 25) и поэтому не приводятся здесь.

8. ОТНОСИТЕЛЬНЫЙ НАМАГНИЧИВАЮЩИЙ ТОК

а) Приближенные уравнения. Под относительным намагничивающим током мы разумеем намагничивающий ток, отнесенный к номинальному току. Выведем уравнение для относительного намагничивающего тока, по возможности независимое от размеров магнитной цепи и обмотки, и получим формулу, позволяющую легко определять относительный намагничивающий ток.

При выводе рассмотрим сначала однофазный или многофазный стержневой трансформатор.

Для наглядности обе части намагничивающего тока, соответствующие железному или воздушному путям, подсчитаем раздельно, а позже сложим их. Величины, входящие в формулы этой главы, выражены в следующих единицах: все длины в cm, площади сечений в cm², индукции — в гауссах, силы поля в A/cm, э. д. с. в вольтах, токи в амперах, мощность в ваттах, частота в герцах, плотность (удельный вес) в g/cm³.

Сначала рассмотрим намагничивающий ток, пренебрегая воздушным зазором. Обозначим через m' число обмотанных сердечников, $L'_я$ — общую длину всех ярмовых частей и через

$$\lambda = \frac{L'_я}{m'L_c} \tag{59a}$$

отношение общей длины ярма к общей длине сердечников, тогда мы сможем согласно гл. А, 1, 2 и 4 написать для среднего значения эффективных намагничивающих токов всех фазовых обмоток

$$I'_\mu = \frac{H_c L_c + H_я L'_я / m'}{w\sigma} = \frac{H_c + \lambda H_я}{w\sigma} L_c, \tag{59}$$

где w — число витков обмотанного сердечника и σ — среднее значение этого коэфициента для фазовых токов. Если мы разделим это уравнение на номинальный ток $I_{ном}$, то получим относительный намагничивающий ток. В правой части уравнения (59) появится тогда неизвестное произведение $wI_{ном}$.

Чтобы исключить это произведение, введем относительные потери в железе, т. е. отношение этих потерь к (внутренней) номинальной кажущейся мощности:

$$v_{ж} = \frac{Q_{ж}}{m'E_{ном}\, I_{ном}}, \tag{60}$$

и выразим потери в железе $Q_{ж}$ и э. д. с. $E_{ном}$ через величины магнитной цепи и обмотки.

По уравнению (212) т. I потери

$$V = \varkappa \left(\frac{B}{10\,000}\right)^2 \text{W/kG}, \tag{60a}$$

где $\varkappa$ — потери при $B = 10\,000$ G. Для частоты 50 Hz значения $\varkappa$ даны в табл. 4, т. I для различного железа, общие потери в железе трансформатора получаются тогда

$$Q_{ж} = s\varkappa \left(\frac{B_c}{10\,000}\right)^2 \frac{q_c L_c m'}{1\,000} + s\varkappa \left(\frac{B_я}{10\,000}\right)^2 \frac{q_я L'_я}{1\,000}, \tag{60b}$$

где s — плотность (удельный вес), B_c и $B_я$ — индукции в сердечнике и ярме, q_c и $q_я$ — площади сечения одного сердечника и одного ярма. Индуктированная э. д. с.

$$E_{ном} = \sqrt{2}\,\pi f w q_c B_c 10^{-8}. \tag{60c}$$

Введя выражение для $Q_{ж}$ и $E_{ном}$ в уравнение (60) и, написав для краткости

$$\beta = \frac{B_c}{B_я} = \frac{q_я}{q_c}, \tag{61a}$$

получим

$$v_{ж} = \frac{s\varkappa\left(1 + \frac{\lambda}{\beta}\right) B_c}{\sqrt{2}\,\pi f w I_{ном}} L_c 10^{-3}. \tag{61b}$$

Определим отсюда число витков w, подставим его в уравнение (59) и получим значение для той части намагничивающего тока, которая соответствует пути по железу,

$$\frac{I'_{\mu}}{I_{ном}}=\frac{\sqrt{2}\pi f 10^3}{s\varkappa\sigma}\cdot\frac{H_c+\lambda H_я}{\left(1+\frac{\lambda}{\beta}\right)B_c}\cdot v_{ж}. \tag{61}$$

Это уравнение содержит только две величины, содержащие размеры трансформатора: λ — отношение между общими длинами ярем и сердечников и β — отношение между площадями поперечного сечения ярма и сердечника. При одинаковых магнитных нагрузках, пренебрегая воздушным зазором, считаем, что относительный намагничивающий ток согласно уравнению (61) пропорционален относительным потерям в железе.

Обратимся теперь к части I''_{μ} намагничивающего тока, соответствующей воздушному зазору. Полагая, что в каждой части цепи между средними точками ярем лежат два воздушные зазора, имеем, что

$$I''_{\mu}=\frac{2\delta B_в}{0{,}4\pi\sigma w}. \tag{62a}$$

Разделим это уравнение на уравнение (59), получим

$$\frac{I''}{I'_{\mu}}=\frac{\frac{I''_{\mu}}{I_{ном}}}{\frac{I'_{\mu}}{I_{ном}}}=0{,}8\,\frac{2\delta}{L_c}\,\frac{B_в}{H_c+\lambda H_я}, \tag{62}$$

где $B_в$ равна $k_{ж}B_c$ или $k_{ж}B_я$, смотря по тому, определяется ли площадь сечения воздушного промежутка сечением сердечника (фиг. 19) или сечением ярма (фиг. 8).

Результирующий намагничивающий ток

$$\mu=\frac{I_{\mu}}{I_{ном}}=\frac{I'_{\mu}}{I_{ном}}+\frac{I''_{\mu}}{I_{ном}}=$$

$$=\frac{\sqrt{2}\pi f\cdot 10^3}{s\varkappa\sigma}\,\frac{H_c+\lambda H_я}{\left(1+\frac{\lambda}{\beta}\right)B_c}\left(1+0{,}8\,\frac{2\delta}{L_c}\,\frac{B_в}{H_c+\lambda H_я}\right)v_{ж}. \tag{63}$$

Частота f — обыкновенно 50 Hz, магнитная цепь составлена обычно из листов легированного железа толщиною 0,35 mm ($\varkappa=1{,}35$, $s=7{,}6$), и в большинстве случаев воздушный зазор „прилегает" к сечению сердечника. Если мы примем добавочные потери в железе равными 20%, следовательно, $\varkappa=1{,}2\cdot1{,}35=1{,}62$, далее $B_в=0{,}86$, B_c (см. гл. А1в) и среднее значение коэфициента $\sigma=1{,}8$ (фиг. 7 и 13), то, применяя уравнение (63) для частоты 50 Hz легированного железа, получаем

$$\mu=\frac{I_{\mu}}{I_{ном}}\approx\left(\frac{(H_c+\lambda H_я)\,10^4}{\left(1+\frac{\lambda}{\beta}\right)B_c}+\frac{0{,}7}{1+\frac{\lambda}{\beta}}\,\frac{2\delta\cdot10^4}{L_c}\right)v_{ж} \tag{63a}$$

или более просто в случае равенства индукций в сердечнике и ярме ($H_я = H_c$, $\beta = 1$)

$$\mu = \frac{I_\mu}{I_{ном}} \approx \left(\frac{H_c \cdot 10^4}{B_c} + 0{,}7 \frac{2\delta \cdot 10^4}{L_c + \frac{L'_я}{m'}} \right) v_{ж}. \qquad (63b)$$

Относительный намагничивающий ток по уравнению (63), (63a) и (63b) пропорционален относительным потерям в железе. Первый член в скобках уравнения (63b) зависит только от магнитной нагрузки сердечника и берется из кривой намагничивания железа. Второй член дан в виде отношения общей длины воздушного зазора к средней длине пути по железу между двумя средними точками ярем, при сборке шихтовкой он практически равен нулю.

Выведенные для стержневого трансформатора уравнения (63), (63a) и (63b) применимы также и для броневого трансформатора, если согласно гл. 7 стержни *St* считать за ярма. Следует отметить, что в броневом трансформаторе две ярмовые части постоянно включены параллельно, поэтому $L'_я$ соответствует половине длины общих частей ярма, а q_c — удвоенной площади сечения одной части ярма. Для пятисердечниковых трехфазных трансформаторов относительный намагничивающий ток считается приблизительно по уравнению (63b), если при определении $L'_я$ необмотанные крайние стержни не учитывать.

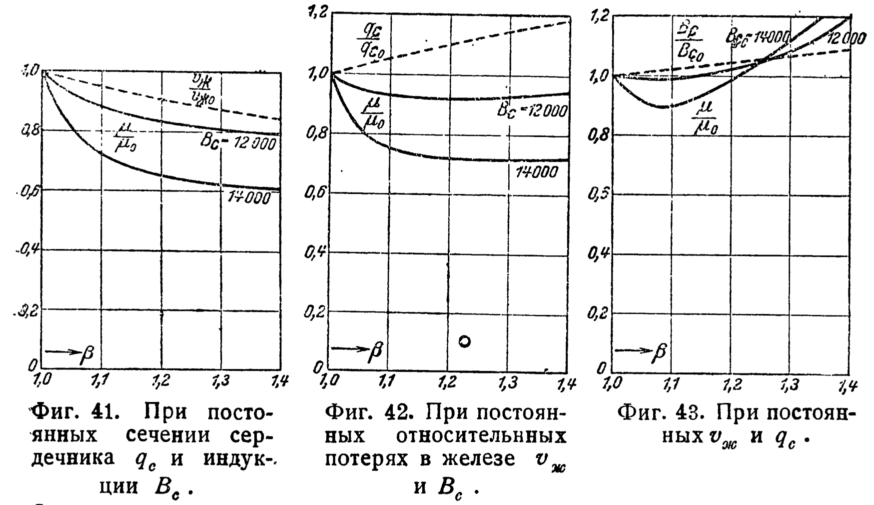
b) Влияние усиления ярма. Усилением ярма ($\beta > 1$) можно уменьшить относительный намагничивающий ток, уравнение (63) объясняет это ($H_я$ — значительно уменьшается). При той же индукции в сердечнике и тех же размерах железа не только выражение в скобках, но также и $v_{ж}$ с усилением ярма становятся меньше. На фиг. 41 при среднем значении $\lambda = 1{,}2$ и $\frac{2\delta \cdot 10^4}{L_c} = 8$, индукции в сердечнике $B_c = 12000$ и 14000 G представлено уменьшение относительного намагничивающего тока μ (сплошные кривые) как функция усиления ярма, пунктирная линия показывает уменьшение железных потерь, которые независимы от B_c. Обе величины отнесены к значениям μ_0 и $v_{ж0}$ без усиленного ярма (значок 0).

Обыкновенно допустимые относительные железные потери $v_{ж} = v_{ж0}$ бывают заданы, они связаны со стоимостью трансформатора. Если мы примем индукцию в сердечнике постоянной и увеличим при усилении ярма поперечное сечение сердечника, чтобы сохранить те же железные потери, то тогда сплошные кривые на фиг. 42 представят уменьшение относительного намагничивающего тока, а пунктирная кривая — увеличение площади сечения сердечника; последнее не зависит от индукции в сердечнике.

Уменьшение намагничивающих токов с увеличением усиления ярма в этом случае будет меньше, чем в случае фиг. 41, но зато

поток в сердечнике увеличивается, так что число витков обмотки, обратно пропорциональное сечению сердечника, уменьшается.

Если мы примем, наконец, что при постоянных железных потерях $v_{ж} = v_{ж0}$ размеры железа остаются постоянными, но индукция в сердечнике с усилением ярма повышается, то мы получим для относительного намагничивающего тока сплошные кривые на фиг. 43, в то время как пунктирная дает увеличение индукции в сердечнике, которое не будет зависеть от B_{c0}. Как



Фиг. 41. При постоянных сечении сердечника q_c и индукции B_c.

Фиг. 42. При постоянных относительных потерях в железе $v_ж$ и B_c.

Фиг. 43. При постоянных $v_ж$ и q_c.

Фиг. 41 — 43. Относительные намагничивающие токи μ как функции усиления ярма $\beta = \frac{q_я}{q_c}$.

Все величины для случая неусиленного ярма (значок 0). Пунктирные кривые независимы от индукции в сердечнике.

видно из кривых, намагничивающий ток вначале несколько уменьшается, а затем растет и становится выше тех значений, которые соответствуют неусиленному ярму.

с) Зависимость от мощности. Как правило, $v_ж$ понижается с ростом мощности трансформатора. У геометрически подобно выполненных трансформаторов согласно гл. L, 5а при одинаковых индукциях в ярмах и сердечниках относительные железные потери обратно пропорциональны корню четвертой степени из мощности

$$\frac{v_{ж1}}{v_{ж2}} = \sqrt[4]{\frac{P_2}{P_1}}. \qquad (64)$$

При геометрически подобных трансформаторах с одинаковыми индукциями в сердечниках и ярмах выражение в скобках в уравнении (63а) постоянно, следовательно, намагничивающие токи, отнесенные к номинальному току, обратно пропорциональны корню четвертой степени из мощности.

Закон, выраженный уравнением (64), выполняется приближенно также у стандартных трансформатором DIN VDE 2600.

9. ТОЛЧОК ТОКА ВКЛЮЧЕНИЯ

Если трансформатор с разомкнутой вторичной обмоткой присоединить к сети, то ток холостого хода устанавливается обыкновенно только спустя некоторое время, практически правда, очень короткое. В течение этого времени происходит неустановившийся процесс, который, как мы увидим, сопровождается сильным толчком тока.

а) **Индуктивность обмотки постоянна.** Сначала рассмотрим явления в случае, когда индуктивность L_1 первичной обмотки постоянна.

Диференциальное уравнение в этом случае будет иметь вид:

$$-iR_1 - L_1 \frac{di}{dt} = u. \tag{65}$$

Напряжение равно

$$u = (\sqrt{2}\dot{U})_{действ} = (\sqrt{2}U\varepsilon^{j(\omega t + \alpha)})_{действ} = \sqrt{2}U \cos(\omega t + \alpha). \tag{66a}$$

Возьмем согласно гл. I, 1c и d, т. II выражение для установившегося тока

$$i_{уст} = (\sqrt{2}\dot{I}_{уст})_{действ} = (\sqrt{2}I_{уст}\varepsilon^{j(\omega t + \alpha + \varphi)})_{действ} = \sqrt{2}I_{уст}\cos(\omega t + \alpha + \varphi). \tag{66b}$$

Из уравнения (65) получим

$$\dot{I}_{уст} = -\frac{\dot{U}}{R_1 + j\omega L_1} \tag{66c}$$

или по уравнениям (66a), (66b) и фиг. 44

$$i_{уст} = \left(-\frac{\sqrt{2}\dot{U}}{R_1 + j\omega L_1}\right)_{действ} = \left(\frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{R_1^2 + \omega^2 L_1^2}}\varepsilon^{j(\omega t + \alpha + \varphi)}\right)_{действ} = \frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{R_1^2 + \omega^2 L_1^2}}\cos(\omega t + \alpha + \varphi), \tag{66}$$

где

$$\varphi = \pi - \operatorname{arc\,tg}\frac{\omega L_1}{R_1}.$$

Фиг. 44. Пояснения к уравнению (66c).

При постоянном переходе от тока $i = 0$ при включении первичной обмотки к установившемуся току $i_{уст}$ возникает свободный ток $i_{св}$, который мы получим из уравнения (65), полагая в нем $u = 0$.

Для определения этого свободного тока напишем

$$i_{св} = I_{св}\varepsilon^{j\dot{\mu}t}. \tag{67a}$$

Заменой $i = i_{св}$ в левой части уравнения (65), которое приравниваем нулю, получим

$$j\mu = -\frac{R_1}{L_1} = -\frac{1}{T_1}, \qquad (67b)$$

где T_1 — постоянная времени первичной обмотки трансформатора. Свободный ток, следовательно, постоянен по направлению

$$i_{св} = I_{св}\varepsilon^{-\frac{R_1}{L_1}t} \qquad (67c)$$

и затухает по экспоненциальному закону.

Допустим, что трансформатор включен в момент времени $t = 0$; тогда для $t = 0$

$$i = i_{св} + i_{уст} = 0. \qquad (67d)$$

Отсюда и из уравнений (66) и (67c) получаем

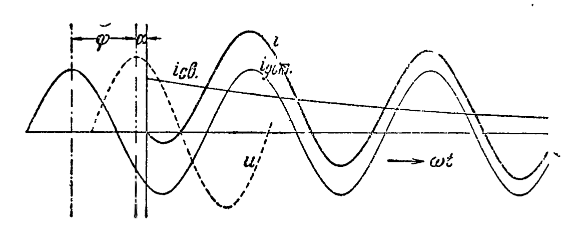
$$i_{св} = -\frac{\sqrt{2}U\cos(\alpha + \varphi)}{\sqrt{R_2^2 + \omega^2 L_1^2}}\varepsilon^{-\frac{R_1}{L_1}} \qquad (67)$$

и

$$i = i_{св} + i_{уст} = \frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{R_1^2 + \omega^2 L_1^2}}\left[\cos(\omega t + \alpha + \varphi) - \right.$$

$$\left. - \cos(\alpha + \varphi)\varepsilon^{-\frac{R_1}{L_1}t}\right]. \qquad (68)$$

На фиг. 45 представлены свободный ток $i_{св}$ и установившийся ток $i_{уст}$ для случая, когда $\alpha + \varphi = 150°$; их сумма дает результирующий ток i. Свободный ток, следовательно, накладывается на установившийся ток, который тем больше в первый момент, чем ближе $|\cos(\alpha + \varphi)|$ к единице. Ток включения достигает своей наибольшей величины при $\cos(\alpha + \varphi) = \pm 1$, при малом активном сопротивлении он равен двойной амплитуде установившегося тока и достигает максимума через полпериода после включения. На фиг. 45 для наглядности постоянная времени $T_1 = \frac{L_1}{R_1}$ принята очень малой ($T_1 = 0{,}035$ сек.).



Фиг. 45. Ток включения $i = i_{св} + i_{уст}$ при постоянной индуктивности. Постоянная времени $T = 0{,}035$ сек.

Практически она больше и достигает у малых трансформаторов 3 сек., так что при постоянной индуктивности, как мы приняли сначала, свободный ток спустя полпериода затухает еще незначительно. Если обмотка включается на напряжение,

когда оно достигает положительного или отрицательного максимума $\alpha=0$ или π, то при $R_1=0$ также и $\cos(\alpha+\varphi)=0$, свободный ток в этом случае не появляется. С момента включения уже протекает установившийся ток.

b) Влияние насыщения. В трансформаторе индуктивность обмотки не постоянна и очень быстро падает с увеличением насыщения. Поэтому толчок тока значительно больше двойного значения амплитуды установившегося тока, и включение трансформатора может носить характер короткого замыкания.

Чтобы учесть явление насыщения, мы должны исходить из диференциального уравнения

$$-R_1 i - w_1 \frac{d\varphi}{dt} = \sqrt{2}U\cos(\omega t+\alpha) \qquad (69)$$

магнитной цепи, в котором связь между i и φ дана магнитной характеристикой. При определении установившегося потока мы можем пренебречь активным сопротивлением и считать

$$\varphi_{уст} = -\frac{\sqrt{2}U}{\omega w_1}\sin(\omega t+\alpha). \qquad (69a)$$

Пренебрегая сначала демпфирующим влиянием активного сопротивления, полагая, следовательно, $R_1=0$, мы можем получить свободный поток $\varphi_{св}$, возникающий при постепенном переходе к установившемуся состоянию, если правую часть уравнения (69) приравняем нулю. Свободный поток

$$\varphi_{св} = C \qquad (69b)$$

в этом случае постоянен, так как мы считаем $R_1=0$.

Если мы предположим еще, что в момент включения существует остаточный поток $\varphi_{ост}$, то получаем для момента времени $t=0$

$$\varphi_{уст}+\varphi_{св}=\varphi_{ост}. \qquad (70a)$$

Следовательно, по (69a) и (69b)

$$C=\frac{\sqrt{2}U}{\omega w_1}\sin\alpha+\varphi_{ост}, \qquad (70b)$$

и для любого момента

$$\varphi=\varphi_{уст}+\varphi_{св}=\varphi_{ост}+\frac{\sqrt{2}U}{\omega w_1}[\sin\alpha-\sin(\omega t+\alpha)]. \qquad (70)$$

Поток φ_{kr} будет наибольшим, если при положительном значении $\varphi_{ост}$ угол

$$\alpha=\frac{\pi}{2}$$

и

$$\sin(\omega t+\alpha)=-1,$$

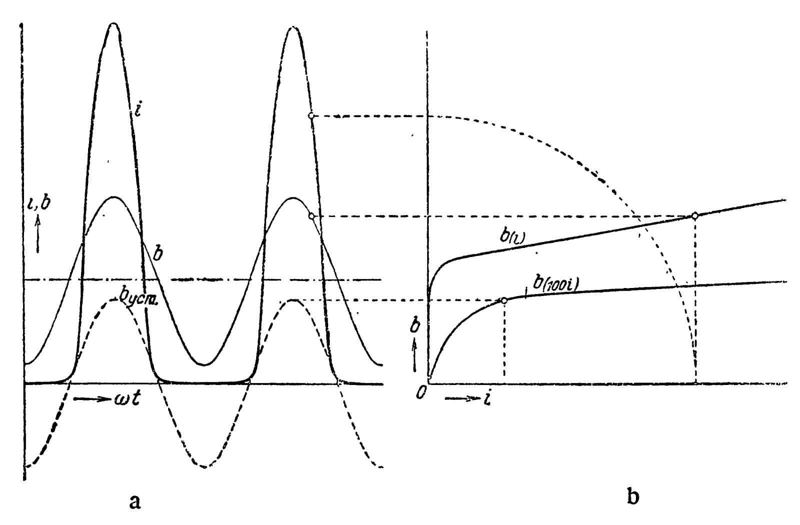
т. е. спустя полпериода после включения ($t=0$), причем он будет равен удвоенному амплитудному значению установившегося потока

$$\Phi_{уст}=\frac{\sqrt{2}U}{\omega w_1}, \qquad (70c)$$

сложенному с остаточным магнитным потоком $\varphi_{ост}$.

Для этого неблагоприятного случая на фиг. 46а представлены потоки $\varphi_{уст}$ и φ, соответствующие индукциям в сердечнике $b_{уст}$ и b, причем принято, что $\varphi_{ост} = 0{,}215\Phi_{уст}$ (соответствует $b_{ост} = 3000$ G) и максимальное значение индукции в сердечнике при продолжительной работе $B_{уст} = 14000$ G.

Из магнитной характеристики трансформатора, которая на фиг. 46, *b* представлена для случая, когда общая длина воздушных зазоров составляет 0,05% общей длины пути по железу и дана в двух различных масштабах оси абсцисс, можно по индукции определить соответствующий ток включения *i*, нане-



Фиг. 46. Определение кривой тока *i* при заданной кривой индукции *b* по кривой намагничивания *b* (*i*), пренебрегая активным сопротивлением.

сенный на фиг. 46,*а*. В нашем примере ток включения приблизительно в 500 раз больше, чем амплитуда установившегося намагничивающего тока. Эффективное значение установившегося намагничивающего тока при 0,75% относительных потерь в железе составляет по уравнению (63b) 8% номинального тока, причем его амплитуда по фиг. 7 равна:

$$\frac{\sigma}{\sqrt{2}}\ 8\% = \frac{2{,}1}{\sqrt{2}}\ 8\% \approx 12\%$$

номинального тока, т. е. ток включения в 60 раз больше, чем амплитуда номинального тока.

Это соотношение зависит от магнитных нагрузок при номинальном режиме, оно растет сначала с увеличением нагрузки, достигает при определенной величине ее своего максимума и затем опять падает.

Практически ударный ток из-за демпфирующего влияния активного сопротивления сильно снижается.

Интегрирование уравнения (69) дает

$$\varphi = -\frac{\sqrt{2}U}{\omega w_1} \sin(\omega t + \alpha) - \frac{R_1}{w_1}\int i dt + C. \qquad (71)$$

При включении трансформатора $i = 0$; пусть при этом имеется остаточный поток $\varphi_{ост.}$ Определяем постоянную интегрирования C:

для $t = 0$

$$\varphi_{ост} = -\frac{\sqrt{2}U}{\omega w_1} \sin\alpha + C \qquad (71a)$$

и

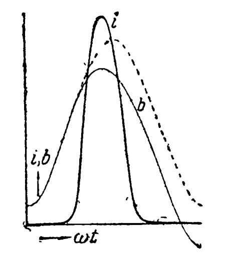
$$C = \varphi_{ост} + \frac{\sqrt{2}U}{\omega w_1} \sin\alpha. \qquad (71b)$$

Подставим это значение в уравнение (71), тогда получим

$$\varphi = \varphi_{ост} + \frac{\sqrt{2}U}{\omega w_1} [\sin\alpha - \sin(\omega t + \alpha)] - \frac{R_1}{w_1}\int i dt. \qquad (72)$$

По этому уравнению можно определить поток φ, а затем ток i, принимая во внимание активное сопротивление R_1, исходя от момента времени $t = 0$, можно постепенно через маленькие промежутки времени определить поток и ток и по уравнению (72) построить кривые потоков или индукций и токов.

На фиг. 47 вычерчена кривая тока включения трансформатора, для которого произведено было построение кривых на фиг. 46, a и b.



Фиг. 47. Кривые тока i и индукции $в$ пунктирная кривая индукции b без учета активного сопротивления.

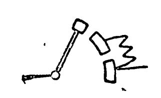
При этом принято, что активное падение напряжения составляет при холостом ходе 0,125%, а при номинальном режиме 0,125/0,08 = = 1,56% от номинального напряжения при напряжении короткого замыкания в 3,1%.

Масштаб кривых тот же, что и для фиг. 46, a и b; для сравнения нанесена пунктиром кривая индукции при $R_1 = 0$. Ударный ток при этом уменьшается до 0,585 своего значения при $R_1=0$, т. е. он в 290 раз больше амплитуды установившегося намагничивающего тока или в 35 раз больше амплитуды номинального тока.

В практике ток включения не достигнет таких больших значений, какие мы подсчитали для момента включения при $u = 0$, потому что при приближении контактов выключателя уже проскакивает искра, вследствие чего трансформатор присоединяется на сеть при $u \gtrless 0$.

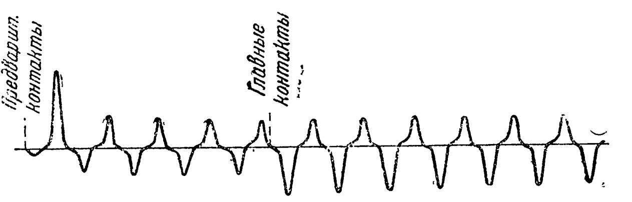
Чтобы толчок тока включения незначительно превышал амплитуду намагничивающего тока, можно применять выключатели с предварительным контактом, с активным сопротивлением, включенным перед обмоткой трансформатора (фиг. 48). Величина предварительного сопротивления такова, что при номинальном токе потеря напряжения $RI_{уст}$ в нем составляет не-

сколько процентов от номинального напряжения. Ток при таком предварительном сопротивлении уже после первого полпериода практически снижается до установившегося значения. При коротком замыкании предварительного сопротивления появляющийся толчок тока очень мал, так как падение напряжения RI очень мало в сравнении с э. д. с., наводимой в обмотке. Фиг. 49 показывает изменение тока включения трансформатора мощностью в 20 kVA с предварительным сопротивлением, в котором падение напряжения в стационарном состоянии составляет 2% от номинального напряжения [Л. 15]. После девятой полуволны предварительный контакт закорачивается.



Фиг. 48. Выключатель с предварительным контактом.

Если трансформатор с вторичной обмоткой замкнут на сопротивление нагрузки, то уравнительный ток состоит из двух меняющихся по экспоненциальному закону токов. В отделе В, 4а мы увидим, как следует вести расчет в этом случае. Если вторичная обмотка замкнута на сопротивление, соответствующее номинальной нагрузке трансформатора, то обе экспоненциальные кривые быстро затухают, так как внешняя картина явления включения мало отличается от таковой в случае незамкнутой вторичной обмотки.



Фиг. 49. Ток включения трансформатора мощностью в 20 VA с включением через предварительный контакт. Падение напряжения в сопротивлении составляет 2% от напряжения сети по Линке (Linke) „A. f. E". Т. I, стр. 22.

В этом случае на ток включения, соответствующий разомкнутой вторичной обмотке, накладывается нагрузочный ток, обусловленный сопротивлением вторичной цепи. Если внешнее вторичное сопротивление мало или вторичная обмотка замкнута накоротко, то токи, изменяющиеся по быстро падающей экспоненциальной кривой, получаются практически такими же, как при коротком замыкании вторичной обмотки, когда с первичной стороны трансформатор включен на полное напряжение (гл. В, 4а)

В. ЯВЛЕНИЯ РАССЕЯНИЯ

1. РЕАКТИВНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ РАССЕЯНИЯ ПРИ СОЕДИНЕНИИ В ЗВЕЗДУ ИЛИ В ТРЕУГОЛЬНИК

В гл. I, 3а, т. II мы разделяли возбуждаемые обмотками трансформатора фиктивные потоки на полезный и поток рассеяния. Это разделение производится из практических соображений. В технических трансформаторах полезный поток проходит, глав-

ным образом, в железе, а поток рассеяния — в воздухе, и поэтому для определения индуктивности требуются отдельные расчеты каждого потока. Распределение потоков катушек может быть выражено следующими уравнениями:

$$\psi_1 = L_1 i_1 + M i_2 = \left(L_1 - \frac{w_1}{w_2} M\right) i_1 + M\left(\frac{w_1}{w_2}\, i_1 + i_2\right), \qquad (73a)$$

$$\psi_2 = L_2 i_2 + M i_1 = \left(L_2 - \frac{w_2}{w_1} M\right) i_2 + M\left(i_1 + \frac{w_2}{w_1}\, i_2\right). \qquad (73b)$$

Если обозначим

$$L_1 - \frac{w_1}{w_2}\, M = L_{1\sigma}, \qquad (74a)$$

$$L_2 - \frac{w_2}{w_1}\, M = L_{2\sigma}, \qquad (74b)$$

то $L_{1\sigma} i_1$ и $L_{2\sigma} i_2$ представят потоки рассеяния катушки, а оставшиеся члены правой части уравнений (73a) и (73b) — полезные потоки.

При цепях из линейных проводников, какие мы брали в гл. I, 3, a, т. II, при возбуждении одной из цепей существует резкая граница между потоком рассеяния и полезным потоком, которая у трансформатора с поперечным сечением обмоток конечной величины отсутствует [Л. 18].

Применяя уравнения (73a) и (73b), возможно все же в этом случае произвести разделение потоков рассеяния и привести трансформатор к схеме фиг. 18 т. II с линейными проводниками. Полезный поток и поток рассеяния при таком разделении будут фиктивными. В обычных трансформаторах с замкнутой магнитной цепью полезный поток практически соответствует потоку в железе.

Из уравнений (73a) и (73b) следует, что при $w_2 i_2 = - w_1 i_1$ полезный поток катушки становится равным нулю (намагничивающий ток равен нулю). Существуют только потоки рассеяния катушки. Магнитная энергия поля рассеяния в этом случае

$$W = \frac{1}{2}\left(L_{1\sigma} i_1^2 + L_{2\sigma} i_2^2\right) = \frac{1}{2}\left[L_{1\sigma} + \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 L_{2\sigma}\right] i_1^2. \qquad (75a)$$

Отсюда мы получаем общую, отнесенную к первичной обмотке, индуктивность рассеяния [ср. уравнение (47) т. I]:

$$L_\sigma = L_{1\sigma} + \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 L_{2\sigma} = \frac{2W}{i_1^2}. \qquad (75b)$$

В гл. D, 1 мы увидим, что такой расчет индуктивности достаточен почти для всех практических случаев.

Для подсчета общей индуктивности рассеяния мы можем поэтому для простоты принять, что числа витков первичной и вторичной обмоток равны и обмотки включены навстречу друг другу. Тогда из магнитной энергии мы получим по уравнению (75b) отнесенную к первичному числу витков индуктивность рассеяния трансформатора.

а) Симметричная дисковая обмотка. Из соображений симметрии дисковая обмотка выполняется так, что расположенная около ярма концевая катушка, являющаяся обычно катушкой низкого напряжения, выполняется как полукатушка с половинным числом витков.

На фиг. 50, *a* представлены в разрезе через ось сердечника сечение одной стороны катушек и распределение линий рассеяния вне железа (пунктир). Радиальная ширина катушки пусть будет *b*, осевая высота — a_1 и a_2 (фиг. 50, *b*). Поперечное сечение обмотки высшего напряжения (на рисунках первичной) вследствие меньшего коэфициента заполнения больше, чем обмотки низшего напряжения.

Фиг. 50. Симметричная дисковая обмотка: *a* — сечение катушек и линии поля; *b* — схема замещения; *c* — распределение поля.

Для подсчета реактивного сопротивления рассеяния представим катушки вплотную окруженными железом, как показано на фиг. 50, *b*. Тогда линии рассеяния будут итти радиально через воздушное пространство, и мы получим по закону полного тока представленное на фиг. 50, *c* распределение индукции вдоль высоты *H*. При таком допущении поток рассеяния и реактивное сопротивление рассеяния несколько увеличатся, позже мы укажем размер ошибки нашего расчета.

Какие индукционные линии сцеплены с первичной обмоткой и какие со вторичной, здесь нам не нужно разбирать, так как нас интересует только общее приведенное к первичной обмотке реактивное сопротивление. Следовательно, для простоты мы можем принять, что все линии рассеяния сцеплены только с первичной обмоткой. Индуктивность рассеяния L_σ мы подсчитываем из магнитной энергии, причем берем только энергию, заключенную в пространстве вне железа, так как в железе она исчезающе мала, даже равна нулю, если считать проницаемость железа бесконечно большой.

Зависимость между индуктивностью рассеяния L_σ и магнитной энергией дана уравнением (75b). Магнитную энергию в пространстве вне железа мы считаем согласно гл. I, B, 10, т. I [уравнение (48b), которое дано для мгновенного значения]

$$W = \frac{1}{2} \Pi_0 \int_T h^2 d\tau, \qquad (76)$$

где *h* — напряженность поля и *i* — ток в обмотках, включенных навстречу друг другу.

Из уравнений (75b) и (76) мы получаем индуктивность рассеяния по схеме замещения фиг. 50, *b*

$$L'_\sigma = \Pi_0 b U_{CP} \int\limits_H \left(\frac{h}{i}\right)^2 dx, \tag{77}$$

где U_{CP} равна средней длине витка U_{cp} первичной и вторичной обмоток и H — общая высота обмотки (фиг. 50, *b*). Для решения интеграла мы рассмотрим по фиг. 50, *c* только часть обмотки высотою $2\delta + a_1 + a_2$, так как поле рассеяния в направлении оси сердечника повторяется q раз, если через q обозначим число полных первичных катушек, которое равно числу полных вторичных катушек. Мы получаем

$$\int\limits_H \left(\frac{h}{i}\right)^2 dx = \int\limits_0^{2\delta+a_1+a_2} \left(\frac{h}{i}\right)^2 dx. \tag{77a}$$

Отношение $\frac{h}{i}$ соответствует воздушному зазору между катушками

$$\frac{h}{i} = \frac{w_1}{2qb}, \tag{77b}$$

и оно меняется внутри катушки по закону прямой линии. Поэтому

$$\int\limits_H \left(\frac{h}{i}\right)^2 dx = 2q\left\{\int\limits_0^{\frac{a_1}{2}} \left(\frac{2x}{a_1}\,\frac{w_1}{2qb}\right)^2 dx + \left(\frac{w_1}{2qb}\right)^2 \delta + \right.$$

$$\left. + \int\limits_0^{\frac{a_2}{2}} \left(\frac{2x}{a_2}\,\frac{w_1}{2qb}\right)^2 dx\right\} = \frac{w_1^2}{2qb^2}\left(\delta + \frac{a_1 + a_2}{6}\right). \tag{77c}$$

Если подставим это значение интеграла в уравнение (77), то получим индуктивность рассеяния L'_σ для схемы замещения фиг. 50, *b*, которую мы должны еще помножить на коэфициент $k < 1$, чтобы получить действительную индуктивность рассеяния. Для реактивного сопротивления рассеяния мы можем, следовательно, написать

$$X_\sigma = 2\pi f L_\sigma = 2\pi f k L'_\sigma, \tag{78}$$

$$X_\sigma = \frac{\pi f \Pi_0 U_{CP} w_1^2}{qb}\, k\left(\delta + \frac{a_1 + a_2}{6}\right) \tag{78a}$$

или

$$X_\sigma = 3{,}95\, \frac{f U_{CP} w_1^2}{qb}\, k\left(\delta + \frac{a_1 + a_2}{6}\right) 10^{-8}\Omega, \tag{78b}$$

если выражать f в герцах и длины в cm.

Реактивное сопротивление рассеяния дисковой обмотки можно в желаемой мере уменьшать соответствующим подразделением обмотки (увеличение q): оно падает значительно быстрее, чем

просто обратно пропорционально q, так как с ростом q при той же высоте сердечников падает также $a_1 + a_2$.

Точный расчет индуктивности рассеяния с учетом действительного распределения линий рассеяния выполнен Роговским [Л. 19].

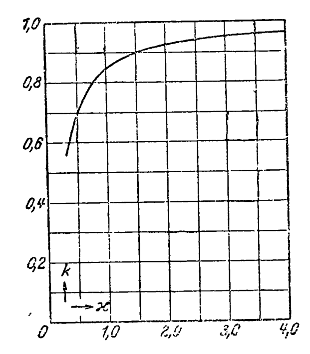
При этом для коэфициента k в уравнениях (78a) и (78b) получается следующее выражение:

$$k = 1 - \frac{1}{2\pi\varkappa} + \frac{1}{2\pi\varkappa\varepsilon^{2\pi\varkappa}} \approx 1 - \frac{1}{2\pi\varkappa}, \tag{78c}$$

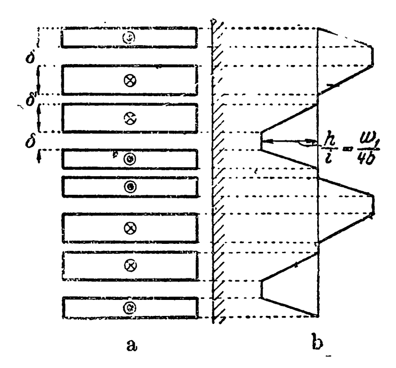
в котором

$$\varkappa = \frac{b}{2\delta + a_1 + a_2} \tag{78d}$$

и ε — основание натуральных логарифмов ($\varepsilon = 2{,}718$). Коэфициент k теряет значение при малых $\varkappa$, что можно также видеть из картины поля (фиг. 50, *a*), которая тем больше приближается



Фиг. 51. Поправочный коэфициент k как функция $\varkappa$ (см. уравнение (78d) и (81d)].



Фиг. 52. Симметричная дисковая обмотка с охлаждающими каналами между полукатушками.

к картине поля фиг. 50, *b*, чем больше b по сравнению $2\delta + a_1 + a_2$. На фиг. 51 коэфициент k дан как функция $\varkappa$. В большинстве случаев $\varkappa$ больше единицы, и тогда $0{,}84 < k < 1$. Иногда для улучшения охлаждения подразделяют целые катушки, так что вся обмотка состоит из полукатушек, как показано на фиг. 52. Так как в этом случае воздушный зазор между половинами одной катушки свободен от поля (фиг. 52, *b*), то наличие зазора не влияет на реактивное сопротивление рассеяния, которое опять подсчитывается по формуле (78a), считаясь с обозначениями фиг. 52, *a*.

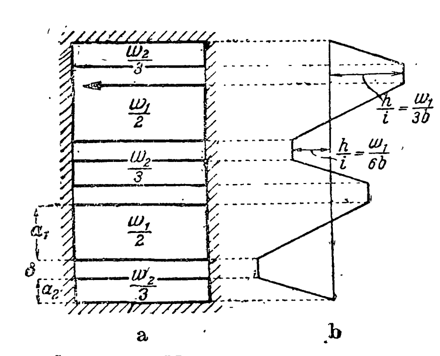
b) Несимметричная дисковая обмотка. Несимметрия дисковой обмотки может проявляться в том, что концевые катушки выполняются как полные катушки, так что одна обмотка содержит q, а другая $q+1$ полных катушек (фиг. 53, *a*), или в том, что обе катушки содержат по q полных катушек (фиг. 54, *a*).

Несимметрия может возникать также тогда, когда для получения различных напряжений витки одной из обмоток отклоняются или когда входные катушки вследствие большего воз-

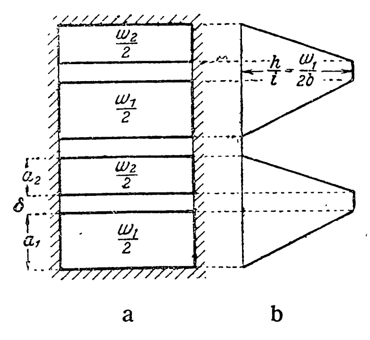
действия на них волн перенапряжений изолируются сильнее и поэтому содержат меньше витков.

В этих случаях также можно с известным приближением подсчитать индуктивность рассеяния, если мы примем, что вся обмотка окружена железом.

Мы произведем подсчет индуктивности обмотки в двух случаях, чтобы показать ход расчета и одновременно выяснить, какое влияние оказывает выполнение концевых катушек как полных катушек на индуктивность рассеяния.



Фиг. 53. Несимметричная дисковая обмотка с двумя первичными и тремя вторичными полными катушками.



Фиг. 54. Несимметричная дисковая обмотка с двумя первичными и двумя вторичными полными катушками.

На фиг. 53, *a* $q_1 = 2$ и $q_2 = 3$. Фиг. 53, *b* дает распределение индукции. Интеграл уравнения (77a) будет теперь равен

$$\int\limits_H \left(\frac{h}{i}\right)^2 \mathrm{d}x = 2\left\{\int\limits_0 \left(\frac{x}{a_2}\,\frac{w_1}{3b}\right)^2 \mathrm{d}x + \left(\frac{w_1}{3b}\right)^2 \delta + \right.$$

$$+\int\limits_0^{\frac{2a_1}{3}} \left(\frac{3x}{2a_1}\,\frac{w_1}{3b}\right)^2 \mathrm{d}x + \int\limits_0^{\frac{a_1}{3}} \left(\frac{3x}{a_1}\,\frac{w_1}{6b}\right)^2 \mathrm{d}x +$$

$$\left. +\left(\frac{w_1}{6b}\right)^2 \delta + \int\limits_0^{\frac{a_2}{2}} \left(\frac{2x}{a_2}\,\frac{w_1}{6b}\right)^2 \mathrm{d}x\right\} =$$

$$= \frac{w_1^2}{36b^2}\,(10\delta + 2a_1 + 3a_2) \qquad (79a)$$

и

$$X_\sigma = 2{,}2\,\frac{fU_{\text{ср}}w_1^2}{b}\,k\left(\delta + \frac{2a_1 + 3a_2}{10}\right)10^{-8}\,\Omega. \qquad (79)$$

Для сравнения с симметричным расположением подставим в уравнение (78b)

$$q = 2$$

и

$$a_1 = 5\delta, \quad a_2 = 3\delta;$$

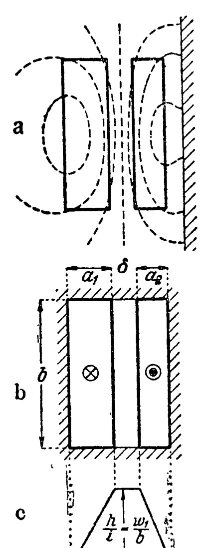
в уравнение (79) подставим

$$a_1 = 5\delta$$

и

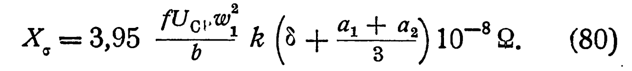
$$a_2 = 2\delta.$$

Для простоты возьмем значения k в обоих случаях одинаковыми, тогда получаем, что при полных концевых катушках реактивное сопротивление рассеяния в 1,24 раза больше, чем при половинных концевых катушках.



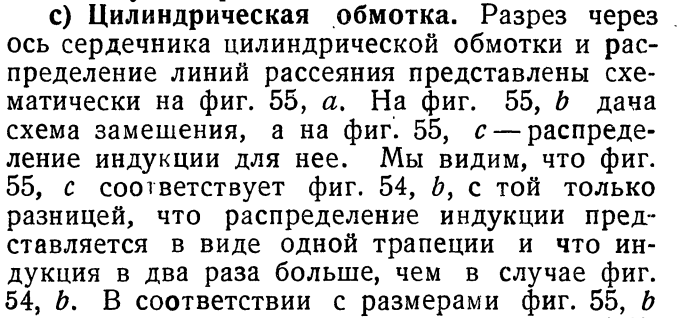
Фиг. 55. Цилиндрическая обмотка. *a* — сечение катушек и линии поля; *b* — схема замещения; *c* — распределение поля.

При расположении катушек согласно фиг. 54, *a*, которому соответствует распределение поля рассеяния фиг. 54, *b*, мы получаем таким же образом, как и ранее,

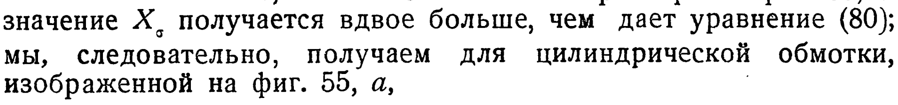


$$X_\sigma = 3{,}95\ \frac{fU_{\text{ср}}w_1^2}{b}\ k\left(\delta + \frac{a_1 + a_2}{3}\right)10^{-8}\ \Omega. \qquad (80)$$

Беря те же данные для симметричного выполнения, мы находим, что при двух полных катушках на каждом конце обмотки реактивное сопротивление в 3,15 раза больше, чем при половинных концевых катушках. Последнее расположение катушек обмотки является, следовательно, менее благоприятным, чем оба другие, и поэтому не применяется.



c) Цилиндрическая обмотка. Разрез через ось сердечника цилиндрической обмотки и распределение линий рассеяния представлены схематически на фиг. 55, *a*. На фиг. 55, *b* дана схема замещения, а на фиг. 55, *c* — распределение индукции для нее. Мы видим, что фиг. 55, *c* соответствует фиг. 54, *b*, с той только разницей, что распределение индукции представляется в виде одной трапеции и что индукция в два раза больше, чем в случае фиг. 54, *b*. В соответствии с размерами фиг. 55, *b* значение X_σ получается вдвое больше, чем дает уравнение (80);



мы, следовательно, получаем для цилиндрической обмотки, изображенной на фиг. 55, *a*,

$$X_\sigma = 7{,}9\ \frac{fU_{\text{ср}}w_1^2}{b}\ k\left(\delta + \frac{a_1 + a_2}{3}\right)10^{-8}\ \Omega. \qquad (81)$$

Но коэфициент k имеет здесь, так же как и для несимметричной дисковой обмотки, другое значение, чем при симметричной обмотке. Сравнивая распределение индукции на фиг. 55, *c* и фиг. 50, *c*, мы заключаем, что коэфициент k можно приближенно подсчитывать по уравнению (78c), если при этом принять

$$\varkappa = \frac{b}{2(\delta + a_1 + a_2)}\,. \qquad (81b)$$

При цилиндрической обмотке x вследствие большой высоты катушки значительно больше, чем при дисковой обмотке. Поэтому здесь коэфициент k должен приниматься практически равным единице.

В уравнении (81) $U_б$ только приблизительно равно средней длине витка первичной и вторичной обмоток. Мы не можем здесь, строго подходя, так же как в уравнении (77) $U_{ср}$ ставить перед знаком интеграла, а должны писать

$$L'_\sigma = \Pi_0 b \int\limits_{x=0}^{a_2+\delta+a_1} (d+2x)\pi\left(\frac{h}{i}\right)^2 \mathrm{d}x, \qquad (81')$$

где d — внутренний диаметр внутренней (вторичной) обмотки (ср. фиг. 220).

Значение интеграла уравнения (81) дает

$$U_{\text{ср}} = \pi\left[(d+a_2+\delta+a_1) - \frac{a_1-a_2}{2}\,\frac{a_1+a_2+4\delta}{a_1+a_2+3\delta}\right] \approx$$

$$\approx \pi\left[(d+a_1+a_2+\delta) - \frac{a_1-a_2}{2}\right] =$$

$$= \pi\left(d+\delta+\frac{a_1+3a_2}{2}\right), \qquad (81a)$$

где $\pi(d+a_1+a_2+\delta) = U_{ср}$ — средняя длина витков обмоток.

В то время как при симметричной дисковой обмотке воздушный зазор между половинами одной катушки не влияет на реактивное сопротивление рассеяния, при несимметричной дисковой обмотке и цилиндрической обмотке реактивное сопротивление рассеяния увеличивается при наличии такого воздушного зазора, так как индукция в нем не равна больше нулю (фиг. 56, *a* и *b*) в противоположность симметричной дисковой обмотке (фиг. 52, *a* и *b*). При обозначениях, данных на фиг. 56, *a* и *b*, имеем для подразделенной цилиндрической обмотки реактивное сопротивление рассеяния равным

$$X_\sigma = 7{,}9\,\frac{fU_{\text{ср}}w_1^2}{b}\,k\left(\delta+\frac{\delta_1+\delta_2}{4}+\frac{a_1+a_2}{3}\right)10^{-8}\,\Omega. \qquad (82)$$

Здесь можно с достаточным приближением считать

$$U_{\text{ср}} \approx \pi\left[(d+a_1+a_2+\delta+\delta_1+\delta_2) - \frac{(a_1+\delta_1)-(a_2+\delta_2)}{2}\right] =$$

$$= \pi\left(d+\delta+\frac{(a_1+\delta_1)+3(a_2+\delta_2)}{2}\right). \qquad (82a)$$

Фиг. 56. Цилиндрическая обмотка с охлаждающими каналами между полукатушками.

При простой цилиндрической обмотке, изображенной на фиг. 55, *a*, реактивное сопротивление обмотки остается обыкновенно внутри желаемых границ. В случаях, когда цилиндриче-

ская обмотка дает повышенное реактивное сопротивление рассеяния, можно одну из двух обмоток подобно дисковым обмоткам подразделить (фиг. 57, *a*) так, чтобы она состояла из двух концентрических катушек с половинной шириной. Эта обмотка, называемая двойной цилиндрической, имеет то преимущество, что усилия при коротком замыкании значительно ограничиваются.

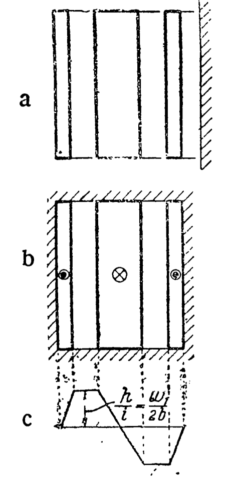
Из распределения поля рассеяния (фиг. 57, *c*) для схемы замещения 57, *b* следует, что для реактивного сопротивления рассеяния имеет силу то же уравнение, как и для дисковой обмотки, $q = 1$ [уравнение (78b)], следовательно,

$$X_\sigma = 3{,}95 \frac{f U_{CP} w_1^2}{b} k \left(\delta + \frac{a_1 + a_2}{6}\right) 10^{-8}\ \Omega, \qquad (83)$$

где $U_{CP} = U_{cp}$ — средняя длина витков обмоток.

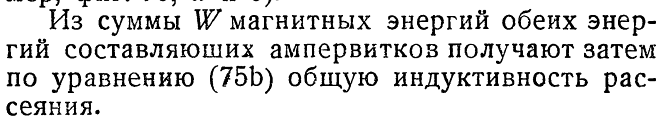
Если эта обмотка дает слишком высокое реактивное сопротивление рассеяния, то необходимо выполнить трансформатор с дисковой обмоткой и $q > 1$.

При несимметричной цилиндрической обмотке, когда осевые высоты первичной и вторичной обмоток различны, можно индуктивность рассеяния определять следующим образом:



Фиг. 57. Двойная цилиндрическая обмотка.

Разлагают ампервитки первичной и вторичной на две пары составляющих, из которых одна пара соответствует симметричному расположению обмоток, для которого магнитная энергия и индуктивность рассеяния могут быть подсчитаны по данным уже здесь уравнениям; для другой пары составляющих определяют магнитную энергию из картины поля (ср., например, фиг. 70, *d* и *e*).



Из суммы W магнитных энергий обеих энергий составляющих ампервитков получают затем по уравнению (75b) общую индуктивность рассеяния.

Простое суммирование возможно, так как обе составляющие поля перпендикулярны друг к другу.

Влияние несимметрии на индуктивность рассеяния может быть в масляных трансформаторах очень велико. Допустим, например, что бак охватывает половину поверхности каждого железного сердечника на расстоянии $4\left(\delta + \frac{a_1 + a_2}{3}\right)$, и обозначим через b' высоту той части обмотки, которая отключается в ее середине (фиг. 70, *a*, *b*, и *c*), тогда получается добавочное реактивное сопротивление рассеяния

$$X'_\sigma = \frac{X_\sigma}{100} \left(\frac{b'}{\delta + \frac{a_1 + a_2}{3}}\right)^2, \qquad (83a)$$

где X_δ — реактивное сопротивление рассеяния при симметричном расположении [уравнение (81)].

d) Реактивное падение напряжения. Реактивное сопротивление рассеяния, умноженное на ток первичной обмотки, дает нам реактивное напряжение или э. д. с. рассеяния

$$E_\sigma = X_\sigma I_1. \tag{84a}$$

Для оценки величины реактивного напряжения отнесем его к э. д. с., индуктированной главным потоком в первичной обмотке,

$$E_1 = \sqrt{2}\pi f w_1 \Phi, \tag{84b}$$

и получим тогда для симметричной дисковой обмотки согласно уравнению (78a)

$$\varepsilon_r = \frac{X_\sigma I_1}{E_1} = \frac{\Pi_0}{\sqrt{2}} \frac{U_{CP} w_1}{qb} \frac{I_1}{\Phi} k\left(\delta + \frac{a_1 + a_2}{6}\right). \tag{84}$$

Заменяя в этом уравнении ток через кажущуюся мощность P' одной фазы (соответствующей одному обмотанному сердечнику)

$$P' = E_1 I_1, \tag{84c}$$

получаем относительное реактивное напряжение симметричной дисковой обмотки в зависимости от кажущейся мощности одного обмотанного сердечника

$$\varepsilon_r = \frac{\Pi_0}{2\pi f} \cdot \frac{U_{CP}}{qb} \cdot \frac{P'}{\Phi^2} k\left(\delta + \frac{a_1 + a_2}{6}\right), \tag{85a}$$

или, обозначая для краткости,

$$\Delta' = \frac{0{,}2\, U_{CP}}{qb} k\left(\delta + \frac{a_1 + a_2}{6}\right) 10^8, \tag{86a}$$

$$\varepsilon_r = \frac{P'}{f\Phi^2} \Delta'; \tag{86}$$

в уравнениях (86) и (86a) длины выражены в cm, кажущаяся мощность в ваттах, поток в максвеллах ($1\ M = 10^{-8}$ Vsec) и частота в герцах.

Соответственным образом из уравнения (86) получается относительное реактивное напряжение для цилиндрической обмотки [уравнение (86)], если в него подставить

$$\Delta' = \frac{0{,}4\, U_{CP}}{b} k\left(\delta + \frac{a_1 + a_2}{3}\right) 10^8. \tag{86b}$$

Из формулы для относительного реактивного напряжения, которое в трансформаторах мощностью выше 20 kVA обыкновенно составляет большую часть общего падения напряжения, очень ясно видна зависимость ε от мощности P' одной фазы, частоты f и главного потока Φ.

При том же главном потоке и той же частоте относительное реактивное напряжение пропорционально мощности, при

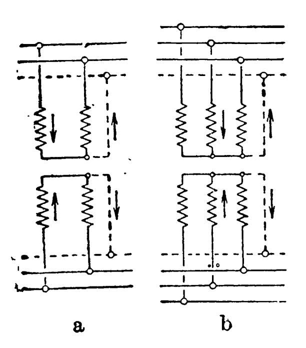
той же мощности и том же потоке индукции — обратно пропорционально частоте. Последняя зависимость неожиданна, так как предыдущие рассуждения как будто приводят к противоположному выводу. Физическое объяснение нужно искать в том, что число витков трансформаторной обмотки при постоянном потоке индукции обратно пропорционально частоте и что реактивное напряжение растет пропорционально квадрату числа витков. Но, чтобы не дать неправильного представления о зависимости относительного реактивного напряжения от частоты при той же трансформаторной модели, нужно понять, что при одинаковых магнитных нагрузках мощность P' модели пропорциональна частоте, так что поэтому влияние частоты на относительное реактивное напряжение исчезает.

Особенно важна зависимость относительного реактивного напряжения от индуктивного потока: это напряжение обратно пропорционально квадрату индукционного потока, если остальные величины не меняются. Увеличение индукционного потока, следовательно, очень действительное средство для уменьшения относительного реактивного напряжения. Уравнения (86), (86a) и (86b) позже дадут нам исходный пункт для расчета трансформатора. Формулы этой главы для реактивных сопротивлений рассеяния и напряжения имеют силу прежде всего для одного сердечника. При однофазном трансформаторе с двумя сердечниками и последовательным соединением первичных катушек реактивное сопротивление и напряжение рассеяния удваиваются, э. д. с., индуктированная главным потоком, там же вдвое больше, чем в обмотке одного сердечника, так что относительное напряжение остается неизменным. При трехфазном трансформаторе установленные формулы также применимы для одного сердечника, следовательно для одной фазовой обмотки. Реактивное сопротивление рассеяния между зажимами трансформатора должно при соединении в звезду умножаться на $\sqrt{3}$. Относительное напряжение рассеяния при соединении в звезду и для междуфазового напряжения имеет то же значение, так как междуфазовое напряжение и реактивное напряжение рассеяния в $\sqrt{3}$ больше соответствующих фазовых напряжений.

2. СОЕДИНЕНИЕ В ЗИГЗАГ

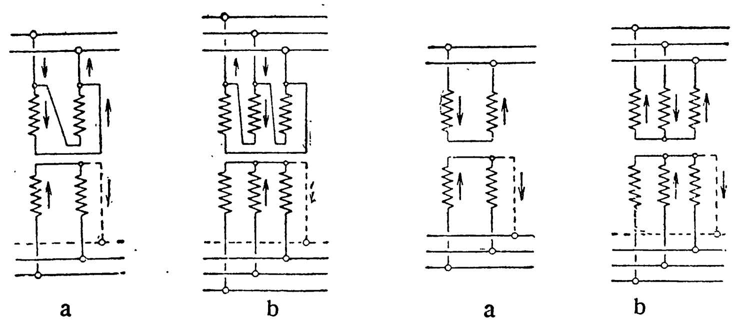
а) Цель соединения в зигзаг. В электрических распределительных установках обыкновенно кроме главных проводов прокладывается еще нулевой провод, чтобы располагать напряжением не только между главными проводами, но также и между главным и нулевым проводами; второе напряжение меньше и поэтому более пригодно для освещения лампами накаливания. При однофазном токе (фиг. 58, *a*) напряжение между главным и нулевым проводами равно половине, а при трехфазном токе (фиг. 58, *b*) равно $\frac{1}{\sqrt{3}}$ от напряжения между двумя главными проводами. Если в этом случае нулевая точка на первичной сто-

роне трансформатора соединена с нулевой точкой генератора, питающего трансформатор, то при неравномерной нагрузке отдельных фаз, т. е. при протекании в нулевом проводе тока не возникает никаких ненормальных явлений. В этом случае в первичной обмотке каждого сердечника может протекать ток, который уравновешивает витки вторичной обмотки в главной магнитной цепи. Это справедливо и для случаев, когда обмотки отдельных сердечников или фазы включаются при однофазных трансформаторах параллельно (фиг. 59, *a*), а при трехфазных трансформаторах в треугольник (фиг. 59, *b*). Обозначенное стрелкой направление протекания тока на фиг. 58, 59, *a* и *b* поясняет это.



Фиг. 58. Однофазное *a* и трехфазное *b* включение с нулевым проводом на обеих сторонах сети.

Нулевой провод на первичной стороне не желателен, вследствие удорожания стоимости установки, и соединение в параллель или в треугольник на первичной стороне высокого напряжения имеет тот недостаток, что число витков обмотки и потери пространства, обусловленные изоляцией, больше при таком соединении, чем при соединении первичной обмотки последовательно



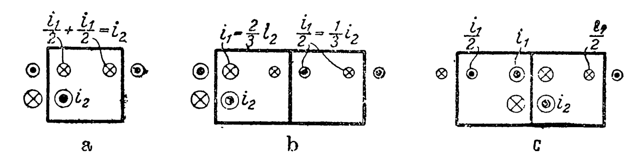
Фиг. 59 и 60. Однофазное *a* и трехфазное *b* соединение с нулевым проводом на вторичной стороне.

Фиг. 59. Параллельное включение и включение в треугольник.

Фиг. 60. Последовательное включение и включение в звезду на первичной стороне.

или в звезду. Допустим, наоборот, что при последовательном соединении или соединении первичной обмотки в звезду нулевой провод отсутствует (фиг. 80, *a* и *b*), тогда при однофазной нагрузке на вторичной стороне ампервитки вторичной обмотки каждого сердечника могут уже не уравновешиваться более ампервитками первичной обмотки тех же сердечников. На фиг. 60, *a* и *b* стрелка показывает, что на вторичной стороне ток протекает только между главным и нулевым проводами. Первичный ток должен протекать через обмотки всех сердечников, как это видно на фиг. 60, *a* и *b*.

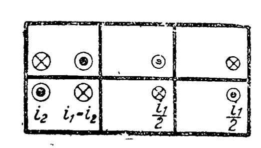
Рассмотрим более подробно результаты такого токораспределения. Если пренебречь намагничивающим током, то в каждом окне трансформатора ампервитки должны быть равны нулю. На фиг. 61 *a*, *b* и *c* показаны токи для стержневого трансформатора, причем магнитная цепь обозначена толстой линией. Фиг. 61, *a* представляет случай однофазного трансформатора, фиг. 61, *b* и *c* — трехфазного, причем однофазная вторичная нагрузка один раз взята на внешнем сердечнике, другой — на среднем. Ампервитки первичной и вторичной обмоток находятся



Фиг. 61. Распределение тока при односторонней нагрузке и включении по фиг. 60, *a* и *b*. *a* — однофазный; *b* и *c* — трехфазный стержневой трансформатор.

частью на разных сердечниках, вследствие чего рассеяние между вторичной и первичной обмотками значительно увеличивается.

Следствием этого является большое падение напряжения, которое вызывает также сдвиг нулевой точки звезды. Это тотчас становится ясным, как только мы рассмотрим результирующие ампервитки на каждом сердечнике (не в окне). Для трехфазного трансформатора они будут равны $\frac{i_2}{3}$, совпадать по фазе на всех сердечниках и возбуждать добавочный поток номинальной частоты, являющийся потоком рассеяния между частями обмотки различных сердечников, который замыкается через воздух и может быть подсчитан согласно главе А, 5, а. Наведенные этим потоком э. д. с. совпадают по фазе на всех сердечниках и сдвигают нулевую точку диаграммы напряжений. По § 8 RET 1930 г. для таких трехфазных трансформаторов сдвиг нулевой точки допустим максимум на 10%.

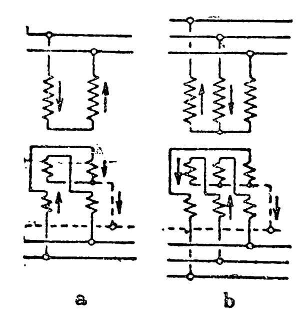


Фиг. 62. То же, как на фиг. 61, *a*—*c*, но для трехфазного броневого трансформатора.

Еще менее благоприятно ведет себя трехфазный броневой трансформатор, так как здесь обмотки каждой фазы охватываются железом (фиг. 62), так что возникают очень большие падения напряжения в первичной обмотке, расположенной на тех сердечниках, на которых вторичная обмотка не нагружена. Нулевая точка сдвигается поэтому почти в вершину звезды фазовых напряжений той фазы, которая нагружена вторично. Поэтому трехфазный броневой трансформатор не должен нагружаться однофазно, даже если такая нагрузка незначительна. Однофазный броневой трансформатор имеет только один сердечник, и следовательно к нему приведенные рассуждения не относятся.

Из этих рассуждений мы видим, что для безукоризненной работы трансформатора в общем недостаточно, если при пренебрежении намагничивающим током сумма ампервитков в каждом окне будет равна нулю: необходимо требовать, чтобы ампервитки обмоток каждого сердечника в отдельности были уравновешиваемыми.

Чтобы устранить описанные недостатки, применяется так называемое соединение в зигзаг. При этом соединении вторичная обмотка на каждом сердечнике подразделяется на две одинаковые части, и части обмоток различных сердечников соединяются между собой, как показано на фиг. 63, *a* и *b*.



Фиг. 63. Соединение в зигзаг вторичной обмотки. *a* — однофазный, *b* — трехфазный трансформатор.

Однофазная нагрузка на вторичной стороне всегда поэтому распределяется на два сердечника, и на первичной стороне протекает ток, который уравновешивает ампервитки вторичной обмотки на каждом из обоих сердечников в отдельности (фиг. 63, *a* и *b*).

b) Напряжение и ток на вторичной стороне. При однофазном трансформаторе вторичное напряжение при соединении в зигзаг получается так же, как и при обыкновенном соединении, так как э. д. с. в обеих соединенных последовательно частях обмотки различных сердечников совпадают по фазе. Соответственно справедливо это также и для токов, так что нет никакого отличия между обыкновенным последовательным соединением и соединением в зигзаг.

При трехфазном трансформаторе (фиг. 64, *a*), наоборот, наведенные в соединенных последовательно частях обмотки э. д. с. сдвинуты по фазе на угол $\frac{\pi}{3}$. На фиг. 64, *b*, $\dot{E}_U$, $\dot{E}_V$ и $\dot{E}_W$ — э. д с. первичной обмотки, если трансформатор присоединен к симметричной трехфазной сети, сдвинутые взаимно по фазе на угол $\frac{2\pi}{3}$. $\dot{E}_I$ обозначает э. д. с., наведенную в каждой части обмотки сердечника *I*, которая в фазе с $\dot{E}_U$, $\dot{E}_{II}$ и $\dot{E}_{III}$ — соответствующие э. д. с. других сердечников, находящиеся в фазе с $\dot{E}_V$ и $\dot{E}_W$. Для ясности принято на фиг. 64, *b*, что составляющие E_I, E_{II} и E_{III} равны половинам E_U, E_V и E_W. Для фазы *u* получаем результирующую э. д. с.

$$\dot{E}_u = \dot{E}_{III} - \dot{E}_I, \tag{87a}$$

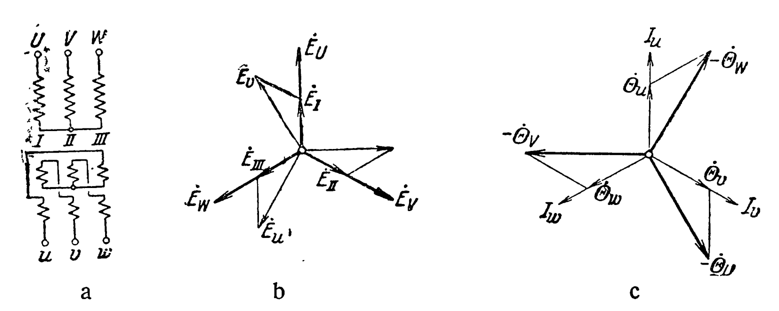
$$E_u = \sqrt{3}\, E_I. \tag{87b}$$

Также получим круговой заменой значков э. д. с. $\dot{E}_v$ и $\dot{E}_w$. Коэфициент трансформации при соединении в зигзаг равен

$$\frac{E_U}{E_u} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{w_1}{w_2}, \tag{87}$$

если w_1 — число витков, последовательно соединенных первичной обмотки одной фазы, а w_2 — вторичной обмотки, т. е. $\frac{w_2}{2}$ — число последовательно соединенных витков одной части фазы вторичной обмотки. Чтобы получить заданное напряжение на вторичной стороне при соединении в зигзаг, требуется, следовательно, в $\frac{2}{\sqrt{3}}=1{,}16$ раза больше витков, чем при обыкновенном соединении. Но этот недостаток соединения в зигзаг не существенен в сравнении с его преимуществами.

Так же, как э. д. с., сдвинуты по фазе ампервитки сердечников на вторичной стороне. Если обозначим ампервитки части вторичной обмотки, обтекаемой током $\dot{I}_u$, через $\dot{\Theta}_u$, то получаем вторичные ампервитки на сердечнике *III*, которые, если пре-



Фиг. 64. Трехфазное соединение в зигзаг. *b* — диаграмма напряжений; *c* — диаграмма токов и ампервитков.

небречь намагничивающим током, равны отрицательным ампервиткам $\dot{\Theta}_W$ первичной обмотки на этом сердечнике (фиг. 64, *c*):

$$\dot{\Theta}_u-\dot{\Theta}_w=-\dot{\Theta}_W. \tag{88a}$$

Для остальных сердечников соответствующие зависимости получаются круговой заменой значков.

На основании соотношений

$$\Theta_u=\frac{w_2}{2}\,I_u \tag{88b}$$

и

$$\Theta_U=w_1 I_U \tag{88c}$$

получаем коэфициент трансформации токов

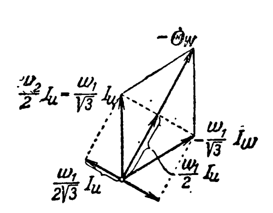
$$\frac{I_U}{I_u}=\frac{\sqrt{3}}{2}\,\frac{w_2}{w_1}=\frac{E_u}{E_U}, \tag{88}$$

т. е. обратный коэфициенту трансформации напряжений, как и следовало ожидать.

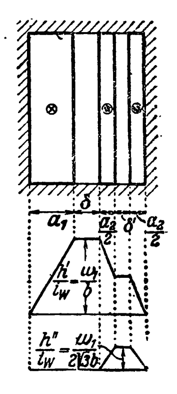
Коэфициент трансформации токов и напряжений при соединении в зигзаг получается таким же, как и при соединении в звезду, а число витков вторичной обмотки $w_2'=\left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right)w_2$.

с) **Реактивное сопротивление рассеяния.** Если обе части вторичной обмотки намотаны бифилярно, так что практически никакого рассеяния между ними нет, то соединение в зигзаг ведет себя точно так же, как обыкновенное соединение в звезду с вторичным числом витков $\frac{\sqrt{3}}{2} w_2$, и реактивное сопротивление рассеяния, отнесенное к первичной обмотке, может быть подсчитано по уравнениям для обыкновенной обмотки (гл. I, а и с).

В действительности обе половины обмотки расположены в радиальном направлении рядом при цилиндрической обмотке и в осевом направлении друг над другом — при дисковой, так что рассеяние между обеими, расположенными на одном сердечнике, частями вторичной обмотки не равно нулю. Поэтому реактивное сопротивление рассеяния при соединении в зигзаг мы должны считать по-особому. Мы ограничимся рассмотрением случая цилиндрической обмотки, наиболее распространенной для соединения в зигзаг. Расчет легко распространить также и на случай дисковой обмотки.



Фиг. 65. Диаграмма амперзитков для одного сердечника, когда $w_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} w_1$.



Фиг. 66. Нормальное соединение В зигзаг. *b* и *c* — распределение поля.

Для подсчета индуктивности рассеяния представим себе вторичную обмотку накоротко замкнутой на зажимах *u*, *v* и *w* и пренебрежем намагничивающим током и активным сопротивлением.

Ампервитки обеих частей обмотки одного сердечника мы можем разложить на две составляющие согласно фиг. 65, в которой для наглядности принято $w_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} w_1$. Одна из составляющих находится в противофазе с ампервитками $\dot{\Theta}_W$ первичной обмотки и равна $\frac{w_1}{2} I_u$, другая сдвинута по отношению к первичным ампервиткам на четверть периода в сторону опережения или отставания. Эти вторые составляющие в обеих частях вторичной обмотки по отношению друг к другу находятся в противофазе и равны $\frac{w_1}{2\sqrt{3}} I_u$.

На фиг. 66, *a* представлена схема замещения для подсчета рассеяния, причем δ — расстояние между неизолированными поверхностями проводников обеих вторичных частей обмотки.

Распределение поля, которое создают ампервитки первичной обмотки $w_1 I_W$, например сердечника *III*, совместно с обозначенными на фиг. 65, *b* составляющими $\frac{w_1}{2} I_u = \frac{w_1}{2} I_w$ обеих частей вторичной обмотки, представлено на фиг. 66, *b*. Кроме того,

мы имеем другое поле, сдвинутое на четверть периода по отношению к первому, созданное ампервитками $\frac{w_1}{2\sqrt{3}} I_u = -\frac{w_1}{2\sqrt{3}} I_w$. Это поле изображено на фиг. 66, *c*.

Так как поля фиг. 66, *b* и *c* сдвинуты взаимно по фазе на четверть периода, то мы можем подсчитывать рассеяние по магнитной энергии обоих полей раздельно.

Для максимального значения магнитной энергии первого поля (фиг. 66, *b*) мы можем написать для обмотки каждой фазы

$$W'_{\max} = L'_\sigma I_U^2, \tag{89'a}$$

где L'_σ — индуктивность рассеяния, отнесенная к первичной обмотке, и $I_U = I_V = I_W$ — эффективное значение первичного фазового тока. Мгновенное значение общей магнитной энергии всех трех фаз постоянно, так же как и мощность симметричного трехфазного тока, и равно

$$W' = \frac{3}{2} L'_\sigma I_U^2. \tag{89a}$$

Соответственно мгновенное значение магнитной энергии для второго поля рассеяния (фиг. 66, *c*) получается равным

$$W'' = \frac{3}{2} L''_\sigma I''^2_u, \tag{89b}$$

где L''_σ — отнесенная к вторичной обмотке $\left(\text{число витков } \frac{w_2}{2}\right)$ индуктивность рассеяния между частями вторичной обмотки, находящимися в одном сердечнике, а I''_u — эффективное значение той составляющей вторичного тока, которая по отношению к току первичной обмотки сдвинута на четверть периода.

Из уравнений (89a) и (89b) получаем постоянную во времени магнитную энергию поля рассеяния трансформатора:

$$W = W' + W'' = \frac{3}{2} L_\sigma I_U^2 = \\ = \frac{3}{2} \left[L'_\sigma I_U^2 + L''_\sigma I''^2_u\right]. \tag{89}$$

Следовательно,

$$L_\sigma = L'_\sigma + L''_\sigma \left(\frac{I''_u}{I_U}\right)^2, \tag{90a}$$

или отнесенное к первичной обмотке кажущееся сопротивление рассеяния при соединении в зигзаг

$$X_\sigma = X'_\sigma + \left(\frac{I''_u}{I_U}\right)^2 X''_\sigma; \tag{90b}$$

X'_σ мы получаем по уравнению (82), если возьмем $\delta_1 = 0$, $\delta_2 = \delta'$:

$$X'_\sigma = 7{,}9 \frac{fU_{\text{ср}} w_1^2}{b} k \left(\delta + \frac{\delta'}{4} + \frac{a_1 + a_2}{3}\right) 10^{-8} \Omega. \tag{91a}$$

X''_σ получается по уравнению (81), если подставим $\frac{w_2}{2}$ на место w_1, δ' на место δ и a_2 на место $a_1 + a_2$:

$$X''_\sigma = 7{,}9\,\frac{fU_{CP}\,w_2^2}{4b}\,k\left(\delta' + \frac{a_2}{3}\right)10^{-8}\,\Omega. \tag{90c}$$

Теперь по фиг. 65 и уравнению (88)

$$\frac{I''_u}{I_U} = \frac{1}{2}\,\frac{I_u}{I_U} = \frac{1}{\sqrt{3}}\,\frac{w_1}{w_2}. \tag{90d}$$

Поэтому

$$\left(\frac{I''_u}{I_U}\right)^2 X''_\sigma = \frac{1}{3}\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 X''_\sigma =$$

$$= 7{,}9\,\frac{fU_{CP}\,w_1^2}{b}\,k\left(\frac{\delta'}{12} + \frac{a_2}{36}\right)10^{-8}\,\Omega. \tag{91b}$$

Общее, отнесенное к первичной обмотке реактивное сопротивление определяется, следовательно, уравнениями (90b), (91a) и (91b), причем мы пренебрегаем разницей значений U_{cp} в уравнениях для X'_σ и X''_σ,

$$X_\sigma = 7{,}9\,\frac{fU_{CP}\,w_1^2}{b}\,k\left(\delta + \frac{a_1 + a_2}{3} + \frac{\delta'}{3} + \frac{a_2}{36}\right)10^{-8}\,\Omega. \tag{91}$$

Отношение между вызываемым соединением в зигзаг, добавочным реактивным сопротивлением и реактивным сопротивлением при обыкновенном соединении получается из уравнений (91a) и (91b) равным

$$\left(\frac{I''_u}{I_U}\right)^2 \frac{X''_\sigma}{X'_\sigma} = \left(\frac{\delta'}{12} + \frac{a_2}{36}\right) : \left(\delta + \frac{a_1 + a_2}{3} + \frac{\delta'}{4}\right). \tag{91c}$$

Если подставим, например, $a_1 = 3\delta$, $a_2 = 2\delta$, $\delta' = \frac{\delta}{4}$, то это отношение равно 0,03. Добавочное реактивное сопротивление составляет, следовательно, только 3% реактивного сопротивления обычной обмотки, и при цилиндрической обмотке им можно пренебречь.

Фиг. 67 Соединение в зигзаг двойной цилиндрической обмотки.

Однако реактивное сопротивление рассеяния очень сильно может возрастать, если при двойной цилиндрической обмотке (фиг. 57, *а*) не половины каждой полукатушки вторичной обмотки соединяются в зигзаг, а каждая из полукатушек. На фиг. 67, *а* изображена схема замещения этого неблагоприятного случая. К реактивному сопротивлению обыкновенного соединения (83):

$$X'_\sigma = 3{,}95\,\frac{fU_{CP}\,w_1^2}{b}\,k\left(\delta + \frac{a_1 + a_2}{6}\right)10^{-8}\,\Omega \tag{92a}$$

прибавляется еще сопротивление, определяемое уравнением (91b), с $\delta' = 2\delta + a_1$, так что общее реактивное сопротивление получается равным

$$X_\sigma = 3{,}95 \frac{fU_{CP} w_1^2}{b} k \left(\frac{4}{3}\delta + \frac{a_1}{3} + \frac{2}{\vartheta} a_2\right) 10^{-8}\,\Omega. \qquad (92)$$

Соотношение

$$\left(\frac{I''_u}{I_U}\right)^2 \frac{X''_\sigma}{X'_\sigma} = \frac{6\delta + 3a_1 + a_2}{18\delta + 3(a_1 + a_2)} \qquad (93)$$

в данном случае при $a_1 = 3\delta$, $a_2 = 2\delta$ получается равным 0,52, т. е. общее реактивное сопротивление рассеяния увеличивается на 52% по сравнению с нормальным соединением.

3. ДОБАВОЧНЫЕ ПОТЕРИ ОТ ПОТОКА РАССЕЯНИЯ

а) **В проводниках при симметричной обмотке.** В гл. II, L, т. I мы уже имели дело с добавочными тепловыми потерями, обусловленными потоком рассеяния в обмотках, и в гл. II, L, 5, т. I было показано применение этого исследования к трансформаторным обмоткам. Мы ограничимся здесь тем, что напишем и кратко объясним выведенные там уравнения для „отношения сопротивлений“ k, которое выражает собою отношение тепла, выделяющегося при переменном токе, к таковому же при постоянном и одинаковых эффективных значениях обоих токов. Разница между теплом от переменного постоянного тока представляет добавочные потери от потока рассеяния

$$Q_p = (k - 1)\, R_{ом} I^2, \qquad (94)$$

где $R_{ом}$ — омическое сопротивление обмотки при постоянном токе.

При подсчете отношения сопротивлений в трансформаторных обмотках мы исходим из случая уложенных в пазу проводников, когда поток рассеяния идет поперек паза. Так называемая „приведенная высота“ проводника

$$\xi = \alpha h \qquad (95)$$

представляет собою лишенное размерности произведение высоты h (взятой перпендикулярно к линиям рассеяния) одного проводника в cm и коэфициента

$$\alpha = 2\pi \sqrt{\frac{nb}{a} \frac{f}{\rho \cdot 10^5}}\ \mathrm{cm}^{-1}. \qquad (95a)$$

В этом выражении n — число проводников в направлении поперек паза (в направлении линий рассеяния), b — ширина проводника, следовательно nb — общая ширина меди в направлении линий рассеяния, a — ширина паза, таким образом $\frac{nb}{a}$ — отношение общей ширины меди к ширине паза, f — частота в герцах и ρ — удельное электрическое сопротивление металла проводника $\Omega\ \mathrm{mm}^2/\mathrm{m}$.

При дисковых катушках высота провода берется в направлении оси сердечника фиг. 68, ширина проводника перпендикулярно к оси, n — число проводников первичной или вторичной обмотки, лежащих рядом в радиальном направлении, и m — число проводников, лежащих один над другим в осевом направлении. Тогда согласно гл. II, L, 5, т. I получаем отношение сопротивлений с $\xi \leqslant 1$ при $m \geqslant 2$ или с $\xi \leqslant 2$ при $m = 1$ для обмотки из прямоугольного провода

$$k_{\square} = 1 + \frac{m^2 - 0{,}8}{36} \xi^4, \qquad (96a)$$

и для круглого провода

$$k_{\bigcirc} = 1 + \frac{m^2 - 0{,}8}{61} \xi^4. \qquad (96b)$$

Для подсчета α по уравнению (95a) берем (фиг. 68)

$$a \approx B + 0{,}6H. \qquad (96c)$$

Для круглого провода с диаметром d берем

$$h = b = d.$$

Фиг. 68. Дисковая обмотка: для верхней катушки с $m = 2$, $n = 6$; для нижней с $m = 3$, $n = 5$.

В цилиндрических обмотках высота провода h берется перпендикулярно к оси, ширина проводника в направлении оси сердечника (фиг. 69), n — число проводников, расположенных один над другим в осевом направлении, m — число радиально рядом расположенных проводников. Мы получаем для $\xi \leqslant 1$ при прямоугольном проводе

$$k_{\square} = 1 + \frac{m^2 - 0{,}2}{9} \xi^4, \qquad (97a)$$

при круглом проводе

$$k_{\bigcirc} = 1 + \frac{m^2 - 0{,}2}{15{,}25} \xi^4. \qquad (97b)$$

Для подсчета α по уравнению (95a) берем (фиг. 69)

$$a \approx B + 2H. \qquad (97c)$$

Фиг. 69. Цилиндрическая обмотка для внешней катушки с $m = 5$, $n = 25$; для внутренней с $m = 7$, $n = 17$.

Отношение сопротивлений для каждой обмотки считается отдельно. С приведенной высотой, большей чем $\xi = 1$ при $m \geqslant 2$ и $\xi = 2$ для дисковой обмотки с $m = 1$, на практике не приходится иметь дело во избежание значительных добавочных потерь.

Для двойной цилиндрической обмотки справедливы уравнения, относящиеся к дисковой обмотке, но с обозначениями, данными на фиг. 69.

b) В баке при симметричной обмотке. Поток рассеяния, появляющийся при нагрузке трансформатора, может проходить через металлические части, особенно через стенки масляного

бака, и вследствие этого вызывать добавочные потери при нагрузке. Эти добавочные потери большей частью бывают малы, если избегать в местах сильных полей рассеяния размещения массивных железных частей больших размеров. Главным образом добавочные потери сосредоточены бывают в стенках бака трансформатора, где проходят потоки рассеяния. В этом отделе мы попытаемся оценить значение этих потерь.

Мы рассмотрим сначала обыкновенную цилиндрическую обмотку. Индукция в воздушном пространстве между первичной и вторичной обмотками (фиг. 55, *a*, *b* и *c*)

$$B_0 = \Pi_0 \sqrt{2}\, A, \tag{98a}$$

где (фиг. 55, *b*)

$$A = \frac{w_1 I_1}{b} \tag{98b}$$

— ампервитки, приходящиеся на единицу высоты первичной обмотки, или, как будем называть в дальнейшем, линейная нагрузка.

Беря обозначения фиг. 55, *b*, получаем поток рассеяния одного сердечника

$$\Phi_{рас} = B_0 \left(\delta + \frac{a_1 + a_2}{2}\right) U_{ср}, \tag{98}$$

где $U_{ср}$ — средняя длина витка первичной и вторичной отмоток, равная средней длине кольцевого сечения трубки потока рассеяния. Этот поток, как показано было в гл. I, практически не зависит от свойства внешнего пространства, окружающего катушки.

Сумма потоков рассеяния в пространствах между первичной и вторичной обмотками всех обмотанных сердечников при стержневых трансформаторах и симметричной нагрузке в каждое мгновение равна нулю как при однофазных, так и при трехфазных трансформаторах. Поток рассеяния одного сердечника поэтому замыкается частично через пространство между первичной и вторичной обмотками другого сердечника. Другая часть замыкается через ярмо и сердечник трансформатора, и только небольшая часть, которую обозначим через $\alpha\Phi_{рас}$, проходит через стенки бака. Поле рассеяния в баке однофазного стержневого трансформатора является неподвижным переменным полем, в то время как у трехфазного стержневого трансформатора оно подобно вращающемуся полю, которое перемещается вдоль стенок бака трансформатора. Средняя индукция в каждой половине стенки бака на основании уравнений (98a) и (98) равна

$$B = 2\,\frac{\alpha\Phi_{рас}}{\Delta U_c} = 2\sqrt{2}\,\Pi_0\,\frac{\alpha U_{ср}}{\Delta U_б} A \left(\delta + \frac{a_1 + a_2}{2}\right), \tag{99a}$$

где $U_б$ — периметр бака с учетом имеющихся на его поверхности волн (см. гл. H, 3, b).

Чтобы определить потери в баке, мы можем исходить из выведенного в гл. II, F, 2, b, т. I уравнения (202), которое дает по-

тери от вихревых токов на единицу объема железа. Для индукции, меняющейся во времени синусоидально,

$$V_W = \frac{5}{3\rho} \left(\Delta \frac{f}{100} \frac{B}{10\,000} \right)^2 \text{ W/cm}^3, \qquad (99b)$$

где ρ — удельное электрическое сопротивление железа бака в Ω mm²/m, Δ — толщина стенки в cm, f — частота перемагничения в герцах, B—индукция в гауссах.

В уравнение входит произведение ΔB, которое пропорционально части потока рассеяния, вступающей в стенки бака. Удельные потери зависят, следовательно, только от этой величины. Мы получаем, что удельные потери в частях бака, где индукционные линии входят перпендикулярно к стенке, не более чем в остальных частях. Для определения потерь мы делаем допущения, что индукционные линии проходят исключительно параллельно листам железа бака, и объем железа стенок бака определяем, исходя из их высоты.

Если введем в уравнение (99b) индукцию по уравнению (99a) и учтем реактивное действие вихревых токов коэфициентом k_{cp}, который может быть взят по фиг. 155, т. I (при толщине железа в 2 mm он равен около 1, при толщине 6 mm — около 0,4), то получаем

$$V_W \approx \frac{20}{\rho} k_{cp} \left[\frac{aU_{cp}}{U_б} \frac{f}{100} \frac{A}{10\,000} \left(\delta + \frac{a_1 + a_2}{2} \right) \right]^2 \text{ W/cm}^3, \qquad (99)$$

причем длины в cm, линейная нагрузка в A/cm, частота в герцах, удельное сопротивление в Ω mm²/m.

При среднем значении $\rho = 0{,}125$ Ω mm²/m и частоте в 50 Hz уравнение (99) переходит в уравнение

$$V_W \approx 40\, k_{cp} \left[\frac{aU_{cp}}{100\, U_б} \frac{A}{100} \left(\delta + \frac{a_1 + a_2}{2} \right) \right]^2 \text{ W/cm}^3. \qquad (100a)$$

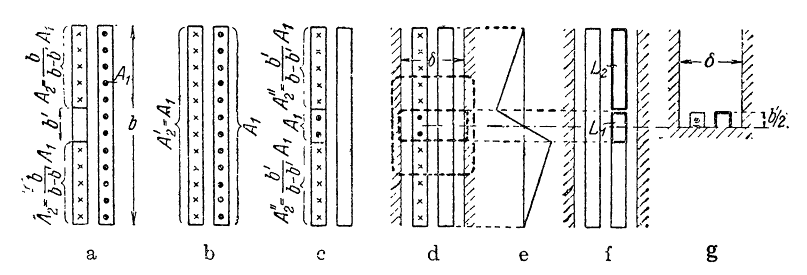
Обозначив через H высоту бака, имеем объем железа стенок $U_c \Delta H$, и тогда добавочные потери

$$Q \approx \frac{40\, \Delta H}{U_б} k_{cp} \left[\frac{aU_{cp}}{100} \frac{A}{100} \left(\delta + \frac{a_1 + a_2}{2} \right) \right]^2 \text{ W}. \qquad (100)$$

При линейном увеличении всех размеров трансформатора и бака растет также и A пропорционально линейному увеличению. Добавочные потери растут, следовательно, по уравнению (100) пропорционально седьмой степени линейных размеров, в то время как согласно отделу L, 5, а мощность пропорциональна четвертой степени линейных размеров. Относительные добавочные потери растут, следовательно, пропорционально третьей степени линейных размеров, или, что то же, пропорционально мощности в степени $\frac{3}{4}$.

У наибольшего стандартного трансформатора мощностью 100 kVA $\Delta = 0{,}2$ cm, $k_{cp} = 1$, $H = 100$ cm, $U_c = 900$ cm, $U_{cp} = 70$ cm, $A = 250$ A/cm и $\left(\delta + \frac{a_1 + a_2}{2} \right) = 2{,}3$ cm.

Возьмем для части потока рассеяния, которая проходит через бак, сравнительно большое значение $\alpha = 0{,}3$, тогда по уравнению (100) получаем $Q = 1{,}3$ W, что составляет только $1{,}3 \cdot 10^{-3}\%$ от мощности трансформатора. При увеличении трансформатора до мощности 100 000 kVA относительные потери увеличатся до $1\,000^{\frac{3}{4}} \cdot 1{,}3 \cdot 10^{-3}\% \approx 0{,}23\%$. Мы видим, что добавочные потери в баке при симметричной обмотке практически имеют значение только при очень больших трансформаторах. В действительности рост добавочных потерь будет меньше, так как толщина железных листов бака с ростом мощности увеличивается не так быстро, как остальные размеры, кроме того мы не учитываем реактивного действия вихревых токов.



Фиг. 70. Несимметричная цилиндрическая обмотка *a* — действительного тока; *b* и *c* — фиктивные составляющие; *d* — поперечное поле; *e* — его распределение; *f* и *g* — к расчету потерь от вихревых токов в проводниках.

Еще незначительнее добавочные потери в баке при двойной цилиндрической обмотке, так как здесь коэфициент α становится очень малым. При дисковой обмотке поток рассеяния между двумя катушками значительно меньше, чем при цилиндрической обмотке, и только очень малая часть его проникает в бак.

c) **В баке при несимметричной обмотке.** При отключении витков (ср. гл. F) вследствие создавшейся несимметрии обмотки в бак могут проникать сильные поля рассеяния, добавочные тепловые потери от которых при известных условиях могут становиться заметными.

На фиг. 70, *a* схематически показана цилиндрическая обмотка, часть витков которой в середине обмотки высокого напряжения не обтекается током. Получающееся при этом распределение линейной нагрузки вдоль оси сердечника указано на фигуре.

Это несимметричное распределение мы можем представить (фиг. 70, *b* и *c*) как сумму двух распределений, из которых первое (фиг. 70, *b*) является симметричным распределением и поэтому никаких новых явлений не вызывает. Магнитное поле, соответствующее второму распределению (фиг. 70, *c*), и производимые им потери необходимо исследовать.

Обмотка расположена между железным сердечником и стенкой бака (фиг. 70, *d*).

Нечто подобное мы имеем в электрической машине, в воздушном зазоре которой обмотка имеет распределение тока, подобное фиг. 70, *c*. Идущий поперек обмотки поток, распределение которого вдоль оси обмотки показано на фиг. 70, *e*, замыкается (жирная пунктирная линия на фиг. 70, *d*) при достаточно малом расстоянии между сердечником и стенкой бака, главным образом через железо. Полагая, что расстояние между сердечником и стенкой бака постоянно, мы можем грубо подсчитать проникающее в бак поле и развиваемые им в стенке бака тепловые потери. Поперечное поле создает вихревые токи также и в листах железного сердечника, однако возникающие в них потери значительно меньше, так как толщина листа в сердечнике обыкновенно мала по сравнению с толщиной стенки бака и магнитный поток, идущий через сердечник, только частично входит поперек железных листов.

Мы не будем рассматривать здесь детального расчета и ограничимся тем, что приведем для определения величины потерь выведенные Гейлес (Heiles) [Л. 26] приближенные уравнения.

Расчетная формула для тепловых потерь в баке, вызванных поперечным потоком, имеет вид:

$$Q \approx \frac{0{,}1}{\rho} k_{cp} \left[\frac{U_{cp}}{U_a} \frac{1}{\delta} \left(\frac{b}{10}\right)^2 \frac{A_1}{100} \frac{f}{100}\right]^2 bU_б\Delta\gamma \text{ W}. \qquad (101)$$

В этом уравнении ρ — удельное электрическое сопротивление железа бака в $\Omega\,mm^2/m$ (около 0,125 $\Omega\,mm^2/m$), k_{cp} — коэфициент реактивного действия вихревых токов (ср. стр. 85), $\frac{U_{cp}}{U_a}$ — отношение среднего периметра стенки бака и сердечника к периметру стенки бака, δ — среднее расстояние между сердечником и стенкой бака в cm b — высота обмотки в cm, f — частота в герцах, $U_б$ — часть периметра бака в cm, отстоящая от сердечника на расстояние, не больше чем δ, Δ — толщина стенки бака в cm и (фиг. 70, *a*)

$$\gamma \approx \left(\frac{b'}{b}\right)^2 \left(0{,}2 + 0{,}4\,\frac{b'}{b}\right); \qquad (101a)$$

A_1 (фиг. 70, *a*) — в A/cm. Добавочные потери, подсчитанные по уравнению (101) при $\frac{b'}{b} \leqslant 0{,}1$, приобретают практическое значение только у трансформаторов мощностью в несколько тысяч киловольтампер.

Гейлес [Л. 26] исследовал также влияние односторонней несимметрии обмотки и показал, что при отключении части обмотки на ее конце добавочные потери приблизительно в восемь раз больше, чем при отключении такой же части обмотки в середине [уравнение (101)].

d) **В проводниках при несимметричной обмотке.** При очень больших размерах проводника в направлении оси сердечника, что допустимо только при полной симметрии цилиндрической обмотки, появляющееся при несимметричной обмотке поперечное поле может вызвать в этих проводниках значительные доба-

вочные потери. Мы полагаем, что несимметрия, обусловленная отключением части витков в средней части обмотки высшего напряжения, не вызывает заметных добавочных потерь в этой обмотке вследствие малых размеров проводника. Сопоставление распределения поперечного поля по фиг. 70, *e* с проводниками, утопленными в пазах, дает путь для приближенного расчета добавочных потерь.

Рассмотрим часть обмотки низшего напряжения, которая расположена как раз против отключенной части обмотки высшего напряжения (L_1 на фиг. 70, *f*). Мы имеем в основном то же самое распределение поля, как и при катушке половинной высоты $\frac{b'}{2}$ в пазу шириною δ (фиг. 70, *g*). Поперечное поле вызвано полным током части L_1 катушки. Считая, что линии поля проходят перпендикулярно к боковым стенкам, мы можем подсчитать по гл. II, L, 2, т. I отношение сопротивлений. Если мы обозначим через m — число расположенных по оси друг над другом проводников в части L_1 обмотки и через h — осевой размер каждого из этих проводников (ср. фиг. 68), то мы можем подсчитать отношение сопротивлений для этой части обмотки по уравнению (96а), причем при определении приведенной высоты проводника ξ в уравнения (95) и (95а) нужно подставлять вместо nb общую радиальную ширину меди обмотки низкого напряжения и δ вместо a.

Мы должны рассмотреть еще другую часть (L_2 на фиг. 70, *f*) обмотки низшего напряжения, которая лежит против верхней и нижней частей обмотки высшего напряжения и имеет такую же высоту, как эти части высоковольтной обмотки, — именно $\frac{b-b'}{2}$. Здесь мы должны обратить внимание на то, что поперечное поле вызывается током, который согласно фиг. 70, *c* в отношении $\frac{b'}{b-b'}$ меньше, чем полный ток, протекающий в части L_2 обмотки.

Это поле вызывалось бы действительным током в части L_2 обмотки, если бы воздушный зазор δ увеличился в отношении $\frac{b-b'}{b'}$.

При подсчете приведенной высоты ξ по уравнениям (95) и (95а) мы должны подставить $\frac{(b-b')\delta}{b'}$ вместо a и радиальную ширину чистой меди обмотки низшего напряжения вместо nb.

Подсчет отношения сопротивлений для этой части обмотки должен производиться по уравнению (97а), причем m — число проводников, расположенных друг над другом в осевом направлении в области $\frac{b-b'}{2}$.

Во всех случаях этот расчет дает только примерный порядок величины добавочных потерь в обмотке, так как поле между сердечником и баком, вызываемое распределением тока по фиг. 70, *d*, не так просто, как для наглядности принято на фиг. 70, *e*.

4. ЯВЛЕНИЯ КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ

а) Ток короткого замыкания. Первичный ток, который появляется при номинальном напряжении и замкнутой накоротко вторичной обмотке, мы называем током короткого замыкания. По сравнению с этим током короткого замыкания составляющая тока, требуемая для намагничения, становится исчезающе малой, равной тысячным долям, так что ею можно пренебречь. То же относится и к активной составляющей тока, соответствующей потерям в железе.

При таком допущении считаем, что $\dot{I}_1 = -\dot{I}'_2$.

Если мы подставим эту зависимость в уравнения трансформатора (76a) и (76b) т. II, то получим, считая $\dot{U}'_2 = 0$, установившийся ток короткого замыкания

$$I_к = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + R'_2)^2 + (X_{1\sigma} + X'_{2\sigma})^2}} = \frac{U_1}{\sqrt{R^2 + X_\sigma^2}}, \qquad (102a)$$

где R — общее, приведенное к первичной обмотке, активное сопротивление и X_σ — общее реактивное сопротивление рассеяния.

Если умножим $\sqrt{R^2 + X_\sigma^2}$ на номинальный ток $I_{ном}$, то получим общее падение напряжения при номинальном токе, которое называется номинальным напряжением короткого замыкания, потому что это напряжение при коротком замыкании вторичной обмотки и питании первичной обмотки номинальным током может быть измерено на первичных зажимах. Номинальное напряжение короткого замыкания, отнесенное к первичному номинальному напряжению, называется относительным номинальным напряжением короткого замыкания.

Если преобразуем дробь уравнения (102a), введя первичный номинальный ток $I_{ном}$ и относительное напряжение короткого замыкания

$$\varepsilon_к = \frac{\sqrt{R^2 + X_\sigma^2}}{U_1} I_{ном}, \qquad (102)$$

то получаем

$$I_к = \frac{I_{ном}}{\varepsilon_к}. \qquad (102b)$$

Ток короткого замыкания у стандартных трансформаторов (DIN 2600) от 20 до 30 раз больше номинального тока.

Если трансформатор, работающий вхолостую, неожиданно замыкается накоротко на вторичной стороне, то возникают явления переходного режима. Для рассмотрения этих явлений исходим из уравнений напряжения обеих обмоток (гл. А, 9,а), причем напряжение на зажимах опять полагаем равным нулю:

$$L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} + R_1 i_1 = 0, \qquad (103a)$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} + R_2 i_2 = 0. \qquad (103b)$$

Решение этих уравнений имеет вид:

$$i_{1f} = A_1 \varepsilon^{-\rho_A t} + B_1 \varepsilon^{-\rho_B t}, \quad (104a)$$

$$i_{2f} = A_2 \varepsilon^{-\rho_A t} + B_2 \varepsilon^{-\rho_B t}. \quad (104b)$$

Здесь i_{1f} и i_{2f} — свободные токи (токи выравнивания) обеих обмоток. Постоянные затухания ρ_A и ρ_B мы получаем подстановкой особых решений $i' = A\varepsilon^{-\rho t}$ и $i'' = B\varepsilon^{-\rho t}$ в уравнение (103a) и (103b), а постоянную интегрирования из начальных условий и уравнений (103a) и (103b). Член, очень медленно убывающий с ρ_A, соответствует главному полю, а член, быстро падающий с ρ_B, относится к полю рассеяния.

В нашем случае мгновенного вторичного короткого замыкания A_1 и A_2 так малы (если пренебречь намагничивающим током, то они равны нулю), что мы можем ими пренебречь. Постоянная затухания вторых членов уравнений (104a) и (104b)

$$\rho_B \approx \frac{R}{L_\sigma}, \quad (104)$$

причем R — общее приведенное к первичной обмотке активное сопротивление, а L_σ — общая индуктивность рассеяния. Если пренебречь намагничивающим током ($i_2 = -i_1$), то изменение токов во времени опять определится уравнением (68), и оно представлено на фиг. 45. R_1 и L_1 должны быть заменены в этом случае через R и L_σ.

Свободный член в соответствии с постоянной времени

$$T = \frac{1}{\rho_B} = \frac{L_\sigma}{R} \quad (104')$$

падает значительно быстрее, чем при включении с вторичной стороны незамкнутого трансформатора. Постоянная времени у стандартных трансформаторов — приблизительно 0,003 сек.; она растет с мощностью трансформатора и у больших трансформаторов при 50 Hz принимает значение порядка 0,03 сек.

Наибольшее значение i_1 ударного тока короткого замыкания наступает тогда, когда выражение в прямых скобках уравнения (68) принимает наибольшее значение. Это приблизительно будет в случае, когда $\omega t = \pi$ и $\alpha + \varphi = \pi$.

Тогда получаем

$$i_{kr} = \sqrt{2}\left(1 + \varepsilon^{-\frac{t}{T}}\right) I_к. \quad (105)$$

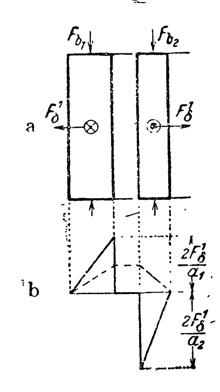
Следовательно, при включении в неблагоприятный момент ударный ток короткого замыкания i_{kr} в случае активного сопротивления, равного нулю, равен двойной величине амплитуды $\sqrt{2}\, I_к$ установившегося тока короткого замыкания, при конечном же значении активного сопротивления он составит у стандартных трансформаторов с $T \approx 0{,}003$ сек. только

$$i_{kr} = 1{,}04\sqrt{2}\, I_к \approx 1{,}5\, I_к, \quad (106)$$

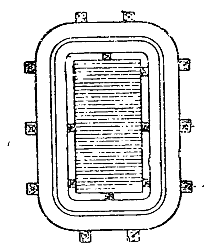
так что у стандартных трансформаторов этот ток равен приблизительно 30 — 45-кратному эффективному значению номинального тока. У очень больших трансформаторов (с $T \approx 0{,}03$ сек.) i_{kr} может достигать $2{,}4\, I_к$.

Описанные здесь явления переходного режима соответствуют также случаю (если не учитывать намагничивающего тока) внезапного включения в сеть трансформатора со вторичной обмоткой, замкнутой накоротко.

По § 57 RET 1930 г. трансформаторы и дроссельные катушки должны выдерживать ударный ток короткого замыкания, если он не превосходит 75-кратного эффективного значения номинального тока. Если же есть опасность, что это значение может быть превзойдено, то должна быть увеличена индуктивность рассеяния включением перед трансформатором токоограничивающего реактора. Это особенно существенно для автотрансформаторов, у которых ударный ток короткого замыкания может значительно превышать 75-кратный номинальный ток (см. гл. E, 2, d).



Фиг. 71. Цилиндрические обмотки. *a* — механические усилия; *b*—их распределение.



Фиг. 72. Крепление прямоугольной цилиндрической катушки.

b) Механические усилия. Возникающие в обмотках, обтекаемых током, механические силы пропорциональны квадрату силы тока и, следовательно, должны значительно возрастать при коротком замыкании. Необходимо ясно представлять себе действие и величину этих сил, чтобы в соответствии с ними укреплять и защищать обмотки.

Мы рассмотрим сначала цилиндрическую обмотку, предполагая, что обе катушки, первичная и вторичная, имеют одинаковую высоту b и не сдвинуты по оси одна относительно другой. Сечение такой цилиндрической обмотки представлено на фиг. 71, *a*. Токи в сечении обеих обмоток противоположны. Будем рассматривать катушки как твердые тела, тогда на единицу длины средней окружности витка $U_{ср}$ будет действовать радиально направленная сила F'_δ, которая старается увеличить воздушный канал δ между катушками: внутренняя катушка сжимается, внешняя растягивается. Круглые катушки выдерживают эти силы, не требуя особых конструктивных приспособлений, в то время как прямоугольные катушки должны быть снаружи и изнутри хорошо укреплены, как показано на фиг. 72, для того чтобы препятствовать распрямлению внешней и прогибанию внутренней катушек. Сила между двумя укрепленными точками катушки равна $F'_\delta l$, где l — расстояние между опорами.

Если обе катушки вследствие неточной установки расположены эксцентрично, то сила F'_δ распределяется неравномерно по

средней окружности катушек. Там, где ширина канала меньше, сила больше, и наоборот. Сила F'_δ старается, следовательно, расположить катушки концентрично.

Сила F'_δ получается как сумма сил всех слоев, причем силы отдельных слоев пропорциональны произведению среднего значения составляющей индукции в направлении оси катушки на полный ток слоя. На фиг. 71, *b* пунктирной линией показано распределение осевой составляющей индукции поперек оси катушек в соответствии с упрощенной картиной поля, которую мы брали в основу расчета индуктивности рассеяния в гл. B, I, c. Сплошной линией показано распределение усилий по ширине катушки, причем для простоты изоляция слоев принята бесконечно тонкой. Площади, которые заключены между этими кривыми (прямыми) и осью абсцисс, равны силам F'_δ. У внешней катушки усилия внутреннего слоя наибольшие, у внешнего слоя — наименьшие, у внутренней катушки — наоборот. При m слоях и бесконечно большом числе их (практически очень много слоев) наибольшее механическое усилие в одном слое равно $\frac{2}{m}F'_\delta$, наименьшее — нулю. При конечном числе слоев легко показать, что соответствующие предельные значения равны $\frac{2m-1}{m^2}F'_\delta$ и $\frac{1}{m^2}F'_\delta$. Внешние слои внешней катушки должны воспринимать общую силу под ними лежащих слоев, а внутренние слои внутренней катушки — над ними лежащих внешних слоев, если считать, что отдельные слои не противодействуют этим усилиям посредством трения между отдельными витками или внутренних сил в меди, развивающихся при деформации обмотки.

Это трение благодаря действию сил F_b (фиг. 71, *a*), с которыми катушки сжимаются в осевом направлении, увеличивается. Под совместным действием всех сил катушки сильно уплотняются, и, как правило, не приходится опасаться, что концевые слои или витки отделятся от катушки. Внутренний концевой провод внешней обмотки и внешний внутренней обмотки крепко прижимаются к обмотке, механические же усилия, действующие на внешний концевой провод внутренней катушки, при большом числе слоев очень малы.

При однослойной обмотке, которая применяется иногда для внутренней обмотки, возникает опасность, что концы катушки могут вдавиться внутрь. Эти силы должны восприниматься внутренним бумажным цилиндром и прокладками между ним и сердечником.

Величина силы подсчитывается из магнитной энергии, которая получается из уравнений (75b) и (78),

$$W = \frac{i^2}{4\pi f} X_\sigma. \tag{107a}$$

Согласно гл. I, B, 13, т. I общая сила по всей окружности

$$F_\delta = U_{cp} F'_\delta \tag{107b}$$

получается, если взять изменение ∂W магнитной энергии при бесконечно малом увеличении $\partial\delta$ воздушного зазора при постоянном токе

$$F_\delta = \frac{\partial W}{\partial \delta} = \frac{i^2}{4\pi f} \frac{\partial X_\sigma}{\partial \delta}. \qquad (107)$$

Из уравнений (107) и (81), принимая мало меняющийся коэфициент k постоянным и равным единице, получаем

$$F_\delta = 0{,}63 \cdot 10^{-2} \frac{U_{cp}}{b} \left(\frac{w_1 i}{1\,000}\right)^2 \text{J/cm}, \qquad (108)$$

или, выражая i в амперах и измеряя U_{cp} и b в одинаковых единицах,

$$F_\delta = 0{,}064 \frac{U_{cp}}{b} \left(\frac{w_1 i}{1\,000}\right)^2 \text{kG}. \qquad (108a)$$

При внезапном коротком получается максимальное значение этой силы

$$F_{\delta\,\text{kr}} = 0{,}064 \frac{U_{cp}}{b} \left(\frac{w_1 i_{\text{kr}}}{1\,000}\right)^2 \text{kG}. \qquad (108b)$$

Если подставим сюда $\frac{U_{cp} w_1^2}{b}$ из уравнения (81), i_{kr} из уравнения (105), $I_к$ из уравнения (102b) и введем еще относительную реактивную падения напряжения при номинальном токе $I_{ном}$

$$\varepsilon_r = \frac{X_\sigma I_{ном}}{U_1}, \qquad (109a)$$

то получим

$$F_{\delta\,\text{kr}} = 3{,}25 \left(1 + \varepsilon^{-\frac{t}{T}}\right) \frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_к} \frac{P'}{f\varepsilon_к\left(\delta + \frac{a_1 + a_2}{3}\right)} \text{kG}, \qquad (109)$$

где

$$P' = U_1 I_{ном} \qquad (109b)$$

— кажущаяся мощность одного сердечника в ваттах, f — частота в герцах и длины — в cm. Постоянная времени T дается уравнением (104'); отношение $\frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_к}$ у больших трансформаторов только немного меньше единицы.

Кроме радиальных сил появляются еще внутренние силы, действующие на первичную и вторичную обмотки, прессующие обмотки в осевом направлении и уменьшающие высоту обмоток b. Для защиты от этих сил при цилиндрической обмотке никаких внешних конструктивных приспособлений не требуется, если осевые высоты b обеих обмоток точно равны и обмотки не сдвинуты друг относительно друга.

Принимая упрощенную картину поля по фиг. 55, c, получаем силу, действующую на обе обмотки, по уравнениям (107a) и (81):

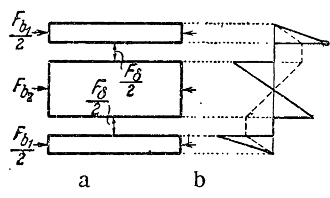
$$F_b = F_{b1} + F_{b2} = \frac{\partial W}{\partial b} = \frac{\delta + \frac{a_1 + a_2}{3}}{b} F_\delta, \qquad (110a)$$

а для одной обмотки

$$F_{b1}=F_{b2}=\frac{\delta+\frac{a_1+a_2}{3}}{2b}F_\delta. \qquad (110b)$$

Это — та сила, с которой железные части, ограничивающие обмотку, ее спрессовывают.

Обратимся теперь к симметричным дисковым обмоткам, причем для простоты $q=1$ (фиг. 73, a). Предположим, что все катушки имеют одинаковую радиальную ширину b (ср. фиг. 50, b). Здесь мы также должны различать силы F_δ и F_b. Сила F_δ старается отделить катушки друг от друга в осевом направлении, и для противодействия этим силам катушки крепко спрессовываются, причем целесообразно осуществлять это спрессовывание эластично посредством пружин (фиг. 191).



Фиг. 73. a — механические усилия; b — их распределение.

Эта осевая сила, в соответствии с которой выполняются прессующие приспособления, подсчитывается также из магнитной энергии по уравнениям (107а) и (78b):

$$F_\delta=\frac{\partial W}{\partial\delta}=0{,}032\,\frac{U_{cp}}{q^2 b}\left(\frac{w_1 i}{1\,000}\right)^2 \text{kG}. \qquad (111)$$

Так как при дисковой обмотке эта сила действует в осевом направлении, то, следовательно, прямоугольные катушки н являются здесь в противоположность цилиндрической обмотке менее благоприятными, чем круглые.

На фиг. 73, b сплошной линией представлено распределение механических усилий внутри катушек, а пунктирной — распределение поля в обмоточном пространстве вдоль оси сердечника.

Общая сила, с которой катушки радиально спрессовываются, равна

$$F_b=\frac{\partial W}{\partial b}=\frac{\delta+\frac{a_1+a_2}{6}}{b}F_\delta, \qquad (112a)$$

или для одной полной катушки

$$F_{b_1}=F_{b_2}=\frac{F_b}{2q}=\frac{\delta+\frac{a_1+a_2}{6}}{2qb}F_\delta. \qquad (112b)$$

При дисковой обмотке также не приходится опасаться отгибания концевых витков, так как витки прижимаются действием механических усилий к поверхности катушки.

Для двойной цилиндрической обмотки применимы уравнения (111) и (112а), считая $q=1$. Сравнивая уравнения (108а) и (111), мы убеждаемся, что общая сила F_δ при двойной цилиндрической обмотке равна половине той, которая получается у обыкновенной цилиндрической обмотки. Средняя катушка (фиг. 57) работает на сжатие, так же как и в случае дисковой обмотки по фиг. 73 при $q=1$.

При несимметричной дисковой обмотке получаются значительно большие внешние силы, соответствующие большей магнитной энергии. Эти силы, кроме того, не распределяются равномерно по отдельным катушкам, а получаются на концевых катушках значительно больше.

Упрощенная картина поля, которую мы брали в основу расчета индуктивности рассеяния, строго говоря, не применима для расчета усилий на концевых катушках. Обыкновенно избегают применения несимметричных дисковых обмоток.

При наших исследованиях мы считали, что центры тяжести сечений катушки лежат при цилиндрической обмотке на одинаковой высоте, а при дисковой обмотке — на одной и той же окружности. Если, однако, при цилиндрической обмотке катушки сдвинуты аксиально по отношению друг к другу, то возникают еще осевые силы, которые стараются увеличить несимметрию. По дисковой обмотке, если мы имеем различные средние окружности у первичной и вторичной обмоток, то появляются еще радиальные силы, которые также стараются увеличить несимметрию. Эти силы, которые надо иметь в виду, особенно при цилиндрической обмотке, мы не можем подсчитать на основании принятой нами упрощенной картины поля. Но с достаточным приближением мы получим эти силы, если, пренебрегая близостью железа, примем поперечное сечение катушки бесконечно тонким, среднюю окружность бесконечно большой и пересчитаем силу на действительную среднюю длину $U_{ср}$. Это соответствует случаю бесконечно длинного прямого и обратного проводов, находящихся на расстоянии δ'.

Подобный случай был разобран Штейдингером (Steidinger) [Л. 27] для катушек (шины) одинаковой высоты, не сдвинутых одна по отношению к другой. Осевая сила F_l, с которой обе обмотки действуют друг относительно друга, в этом случае равна нулю, и проявляется только сила F_δ. Чтобы убедиться в том, что возможно принять поперечное сечение катушки бесконечно малым, мы сравним результат расчета по Штейдингеру с результатом, полученным по нашему способу. Сила F_δ, которую он определяет, получается из подсчитанной нами силы [уравнение (108а)], если мы помножим ее еще на коэфициент k':

$$k' = 1 - \frac{2}{\pi} \operatorname{arc\,tg} c - \frac{c}{\pi} \ln \frac{1+c^2}{c^2}, \tag{113}$$

где

$$c = \frac{\delta'}{b}. \tag{113a}$$

Для цилиндрических обмоток можем считать

$$\delta' = \delta + \frac{a_1 + a_2}{3}. \tag{113b}$$

Определяя для практических случаев значения δ', легко убедиться в том, что коэфициент k' очень мало отличается от единицы. Так, например, получаем $k' = 0,87$ при $c = 0,05$, $k' = 0,79$

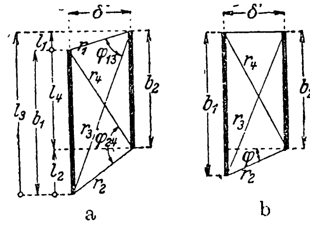
при $c=0,1$, что подтверждает справедливость установленной нами формулы, в основе которой лежит упрощенная картина поля, но которая учитывает конечную ширину катушек.

Данный Штейдингером метод расчета позволяет легко перейти к общему случаю, когда обе катушки имеют различные высоты b_1 и b_2 и сдвинуты относительно друг друга в направлении их высоты, как показано на фиг. 74, *a*. Мы не будем приводить здесь произведенный Бедефельдом (Bödefeld) расчет, а дадим только его результат. Считаясь с обозначениями фиг. 74, *a*, мы имеем

$$F_l = \frac{\Pi_0}{2\pi}\frac{U_{cp}}{b_1 b_2}(w_1 i)^2\left[l_1 \ln\frac{r_1}{r_3} + l_2 \ln\frac{r_2}{r_4} + b_1 \ln\frac{r_4}{r_3} + \right.$$
$$\left. + \delta'(\varphi_{24} - \varphi_{13})\right]. \qquad (114)$$

Для практически важного случая, когда $l_1 = 0$ (фиг. 74, *b*) разница между b_1 и b_2, например, может быть обусловлена отключением витков на конце одной обмотки, и тогда получаем

$$F_l = \frac{\Pi_0}{2\pi}\frac{U_{cp}}{b_1 b_2}(w_1 i)^2\left[b_1 \ln\frac{r_2}{r_3} - b_2 \ln\frac{r_2}{r_4} + \delta'\varphi\right]. \qquad (115)$$



Фиг. 74. Цилиндрические катушки, взаимно сдвинутые в осевом направлении.

Введя сокращения

$$c = \frac{\delta'}{b_1} \qquad (115a)$$

и

$$\varepsilon = \frac{l_2}{b_1} = \frac{b_1 - b_2}{b_1} = 1 - \frac{b_2}{b_1}, \qquad (115b)$$

получаем вместо уравнения (115) для практически важного случая, когда

$$c \ll 1 \text{ и } \varepsilon \ll 1,$$

следующую приближенную формулу:

$$F_l \approx \frac{\Pi_0}{4\pi}\frac{U_{cp}}{b_1}(w_1 i)^2 \varepsilon \ln(\varepsilon^2 + c^2) \qquad (116a)$$

или

$$F_l \approx \frac{\varepsilon}{2\pi}\ln(\varepsilon^2 + c^2) F_\delta = 0{,}37\varepsilon \lg(\varepsilon^2 + c^2) F_\delta, \qquad (116)$$

где F_δ дается уравнением (108a). По уравнению (116) получается преуменьшенное значение F_l; для $\varepsilon \leqslant 0,1$ и $\varepsilon \geqslant c$ ошибка меньше 30%. Эта сила, с которой при неточности сборки трансформатора постоянно приходится считаться в виде толчков при внезапных коротких замыканиях, должна восприниматься с помощью особых конструкций на концевые катушки (фиг. 191).

Уравнение (115) было проверено экспериментально сначала при отсутствии железа в соответствии с допущениями, сделанными при выводе уравнения. Катушки наматывались из проводов диаметром в 2 mm в два слоя, высота b_1 внутренней катушки составляла 29 cm, средняя окружность катушки менялась от

78,5 до 174 cm, причем расстояние $\delta_1 = 5$ cm оставалось постоянным (фиг. 74, *b*). Отключением витков внешней катушки ε [уравнение (115b)] менялась между 0 и 0,5, *c* [уравнение (115a)] оставалась постоянно равной $\frac{5}{29} = 0{,}172$. Опыты показали, что осевые силы не достигают значений, определяемых уравнением (115); при $U_{ср} = 78{,}5$ cm они составляли только 60%, при $U_{ср} = 174$ cm — 88% от расчетных значений по уравнению (115).

Чтобы исследовать влияние близости железа, сердечник выполнялся в виде свернутого листа железа, а ярмо в виде плоского листа. Измерение показало увеличение осевых сил, которое происходило почти исключительно вследствие близости сердечника. При расстоянии между средней окружностью внутренней катушки и сердечником, равном расстоянию между катушками $\delta' = 5$ cm, получались на 45% большие силы, чем подсчитанные по уравнению (115), и практически независимо от длины средней окружности катушек. При расстояниях средней окружности внутренней катушки от сердечника меньше 5 cm, что практически едва ли имеет место, становилось заметным влияние длины средней окружности катушек. Так, при расстоянии около 1 cm и $U_{ср} = 78{,}5$ cm измерение дало в 2,4 раза большие силы, а при $U_{ср} = 174$ cm в 2 раза большие, чем это следует из расчета по уравнению (115).

Во всех этих случаях мы рассматривали катушки трансформатора как твердые тела.

Относительно сил в любом месте внутри сечения катушки наши формулы не позволяют сделать каких-либо точных заключений. Пренебрегая близостью железа, мы можем подсчитать, правда, распределение усилий во внутренних частях сечения катушки, но поле вблизи концевых катушек как раз существенно отличается от принятого нами упрощенного распределения и воспроизводится неправильно, так что, пренебрегая железом, невозможно найти точного распределения механических усилий.

С. ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЯ

1. ОБЗОР

В сетях высокого напряжения имеют место различные нарушения нормального режима, которые могут вызвать перенапряжения в трансформаторе. Опасность этих явлений заключается не только в высоте появляющегося на зажимах напряжения, но еще в большей степени в распределении напряжения по обмотке, т. е. в напряжении между витками и землей.

Перенапряжения проявляются в виде длинных или коротких блуждающих волн с более или менее крутым фронтом и в виде высокочастотных колебаний напряжения.

Причины таких перенапряжений достаточно известны, например, выключения, короткие замыкания, заземления с дугой и без нее, атмосферные разряды.

Во многих случаях этих явлений можно или избегнуть, или заранее предопределить их наступление и характер проявления. Необходимо, однако, считаться с тем, что перенапряжежения, которые оказывают на трансформатор в отдельных случаях совершенно различные действия, всегда могут угрожать целости трансформатора. Поведение трансформатора при воздействии блуждающих волн и высокочастотных колебаний не вполне еще изучено. Возникающие при этом задачи из-за своей сложности не допускают строгой математической обработки. Выяснение спорных вопросов (как, например, критическая частота) опытным путем еще не закончено. Мы ограничимся поэтому рассмотрением поведения трансформатора при перенапряжениях только в объеме, необходимом для общего понимания явлений и расчета обмотки.

В то время как при обычной промышленной частоте в 50 Hz трансформатор ведет себя как сосредоточенная индуктивность, при повышении частоты начинает проявляться все более и более емкость между витками и по отношению к земле. Через эти емкости при включении на быстро переменное напряжение протекает емкостный ток (также называемый „поперечный ток") от витка к витку и от витков в землю. Результирующая сила тока вдоль провода обмотки меняется волнообразно. Образуются узлы и пучности тока и напряжения, т. е. стоячие волны. При очень высоких частотах остаются только емкостные токи. Времени одного периода уже нехватает для распространения тока в проводе при наличии индуктивности, в то время как скорость распространения электрического поля практически можно считать бесконечно большой. Вопрос о переходе из области емкостного распределения напряжения еще не выяснен полностью

Вероятным является существование более или менее широкой переходной области, в которой проявляются одновременно оба распределения напряжения и в пределах которой совершается постепенный переход.

2. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ

а) Емкостное распределение напряжения. При очень высокой частоте или в первое мгновение набегания волны с крутым фронтом трансформатор ведет себя, как цепочка конденсаторов. Чтобы получить картину распределения напряжения, представим себе отдельно нарезанные витки и обмотку, как бы состоящую из расположенных друг над другом проводниковых колец. Каждое кольцо обладает по отношению ко всем другим кольцам и по отношению к земле вполне определенной емкостью. Для наших целей достаточно учесть только емкость кольца по отношению к соседнему кольцу и по отношению к земле.

Простейшие соотношения получаются для однослойной цилиндрической обмотки, которую мы и рассмотрим. На фиг. 75 изображена схема замещения, в которой $C_{в1}$ — емкость от витка к витку и $C_{з1}$ — от витка к земле. Последовательное включение

всех витковых емкостей при наличии w витков дает общую емкость

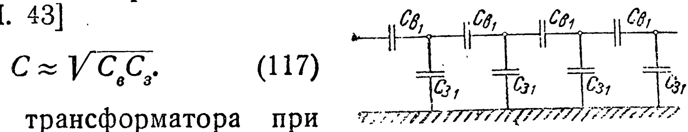
$$C_в = \frac{1}{w} C_{в1}, \tag{117a}$$

которая представляет собой емкость первого витка по отношению к концевому последнему витку. Параллельное включение всех емкостей на земле дает результирующую емкость по отношению к земле

$$C_з = wC_{з1}. \tag{117b}$$

С точки зрения общего тока, получаемого этой конденсаторной цепью от сети, мы можем сравнить ее с некоторым замещающим конденсатором, емкость которого [Л. 43]

$$C \approx \sqrt{C_в C_з}. \tag{117}$$



Фиг. 75. Схема замещения цилиндрической катушки при очень высокой частоте.

Емкость трансформатора при очень высоком напряжении (испытательный трансформатор) может делаться заметной даже при нормальном режиме работы.

Емкостный ток может сделаться больше, чем намагничивающий ток [Л. 49], и соотношение напряжений трансформатора при холостом ходе уже не будет соответствовать в этом случае отношению числа витков.

Фиг. 76. Цилиндрическая катушка. *a*—заземленная; *b*—незаземленная.

При исследовании распределения напряжения необходимо различать, заземлен ли конец обмотки (случай *a*) или изолирован от земли (случай *b*). В обоих случаях напряжение должно распределяться между вводом и землей (фиг. 76, *a* и *b*). Все другие случаи сводятся к этим. Так, например, изолированная от земли обмотка, на оба конца которой набегают блуждающие волны, ведет себя так же, как обмотка, заземленная в средней своей точке [Л. 48].

Обозначим через U_0 напряжение бесконечно длинной блуждающей волны с прямоугольным фронтом, действующей на зажимах обмотки. Напряжение витка в точке x по отношению к земле при длине обмотки l [Л. 43] будет равно для

случая *a*

$$U = U_0 \frac{\operatorname{sh} \alpha \left(1 - \frac{x}{l}\right)}{\operatorname{sh} \alpha}, \tag{118a}$$

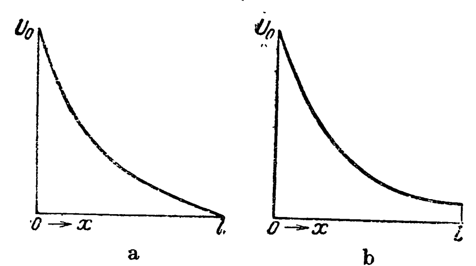
случая *b*

$$U = U_0 \frac{\operatorname{ch} \alpha \left(1 - \frac{x}{l}\right)}{\operatorname{ch} \alpha}, \tag{118b}$$

где

$$\alpha = \sqrt{\frac{C_з}{C_в}} \tag{118}$$

(фиг. 77, *a* и *b*). При этом мы должны представить себе витки бесконечно тонкими и равномерно распределенными вдоль длины l обмотки. Это распределение напряжения применимо также к случаю, когда напряжение U_0 является переменным напряжением очень высокой частоты.



Фиг. 77. Распределение напряжения для $t = 0$ и $\alpha = 3$. *a* — заземленная обмотка; *b* — незаземленная.

Для градиента напряжения от витка к витку вдоль обмотки имеем:

случай *a*

$$\frac{\partial U}{\partial x} = -\alpha \frac{U_0}{l} \frac{\operatorname{ch} \alpha \left(1 - \frac{x}{l}\right)}{\operatorname{sh} \alpha}, \quad (119a)$$

случай *b*

$$\frac{\partial U}{\partial x} = -\alpha \frac{U_0}{l} \frac{\operatorname{sh} \alpha \left(1 - \frac{x}{l}\right)}{\operatorname{ch} \alpha}. \quad (119b)$$

Эти градиенты практически могут быть приравнены разности напряжений на единицу длины катушки в различных местах ее. Наибольшая величина получается при $x = 0$ на входном витке.

При числе витков на единицу длины $\frac{w}{l}$ наибольшее напряжение между входными витками для

случая *a*

$$U_a = \alpha \frac{U_0}{w} \operatorname{cth} \alpha, \quad (120a)$$

случая *b*

$$U_a = \alpha \frac{U_0}{w} \operatorname{th} \alpha. \quad (120b)$$

Для $\alpha > 3$ $\operatorname{th} \alpha \approx \operatorname{cth} \alpha \approx 1$.

Приблизительно напряжение между входными витками равно

$$U_a \approx \alpha \frac{U_0}{w}, \quad (120)$$

где $\frac{U_0}{w}$ — напряжение на виток при линейном распределении напряжения, а коэфициент α показывает, насколько возрастает это напряжение в начале обмотки. При концентрической цилиндрической обмотке α колеблется между 5 и 30 [Л. 43].

Необходимо считаться с тем, что блуждающая волна вследствие полного или частичного отражения на зажимах трансформатора увеличивает напряжение раньше, чем через обмотку трансформатора начинает протекать заметный разрядный ток [Л. 48].

Теоретически наибольшее витковое напряжение может быть вдвое большим, чем дает уравнение (120), если в него подставить напряжение падающей, а не отраженной волны.

Распределение напряжения при любом другом расположении обмотки не может быть дано в общем виде. При цилиндрической обмотке с дисковыми катушками в обмотке высокого напря-

жения можно, однако, принять без особой ошибки, что распространение напряжения как вдоль обмотки, так и от слоя к слою отдельных дисковых катушек дается уравнением (118a) или (118b). Относительно специальных случаев двухслойной цилиндрической обмотки см. Л. 46.

При подсчете значений α возникает трудность в определении значений емкостей на землю.

При нашей схеме замещения (фиг. 75) мы при параллельном соединении всех частичных емкостей принимали проводимость земли бесконечной. Насколько это верно, например, при железном сердечнике трансформатора, трудно сказать, так как при проникновении волны его индуктивное сопротивление также может быть очень велико [Л. 48].

b) **Свободные колебания.** Трансформатор, представляемый нами в виде распределенных индуктивностей и емкостей, способен также к собственным колебаниям в виде стоячих волн. Опыт показывает [Л. 48], что катушки с преобладанием витковой емкости легче способны подвергаться собственным колебаниям, чем катушки с преобладанием емкости на землю. Последние по их поведению ближе к свободным проводам. По характеру процессов колебаний трансформатор скорее похож на катушку с преобладанием витковой емкости. Вопрос о числе частот собственных колебаний имеет второстепенное значение, так как с увеличением порядкового числа и частоты демпфирование увеличивается и свободные колебания быстро затухают. Важны только основная гармоника и ближайшие к ней высшие гармоники. Стоячая волна возникает при сложении набегающей и отраженной волн при их движении.

Скорость различных волн собственных колебаний стремится к известному предельному значению, так что она не постоянна для всех гармоник в противоположность линиям передачи. Волна напряжения собственных колебаний с порядковым номером ν, с амплитудой $U_{0\nu}$, длиной λ_ν, с частотой f_ν может быть выражена, вводя сокращения

$$\mu_\nu = \frac{2\pi}{\lambda_\nu} \tag{121a}$$

и

$$\omega_\nu = 2\pi f_\nu, \tag{121b}$$

следующим образом:

$$u_\nu = U_{0\nu} \sin \mu_\nu x \cdot \cos \omega_\nu t. \tag{121}$$

Согласно исследованиям Блюма (Blume) и Бояджена [Л. 43] частота

$$f_\nu = \frac{2\pi n^2}{\sqrt{L_\sigma (C_з + 4\pi^2 n^2 C_в)}}, \tag{121c}$$

где

$$n = \frac{l}{\lambda_\nu} \tag{121d}$$

—отношение общей длины l провода обмотки к длине волны λ_ν и L_σ — известная зависимая от длины волны индуктивность рассеяния, которую можно определить экспериментально [Л. 43].

На фиг. 78, *a* и *b* ординаты заштрихованных площадей представляют, как будет показано ниже, распределение напряжения свободных колебаний, как видно в случае *a* (конец обмотки лен).

Обмотка может колебаться кратно полуволне, а в случае *b* (конец обмотки изолирован) кратно нечетному числу четвертой волны. Следовательно, для

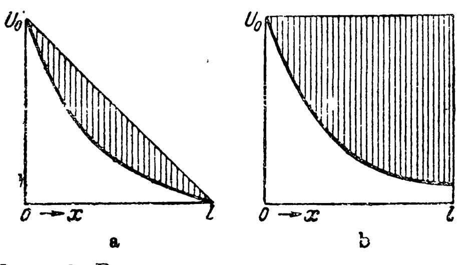
случая *a*

$$n = \frac{1}{2}, \frac{2}{2}, \frac{3}{2}, \ldots, \nu = 1, 2, 3, \ldots, \qquad (122a)$$

случая *b*

$$n = \frac{1}{4}, \frac{3}{4}, \frac{5}{4}, \ldots, \nu = 1, 3, 5, \ldots, \qquad (122b)$$

Проникновение прямоугольной волны. Свободные колебания появляются как выравнивающие процессы при переходных режимах. Как показал К. В. Вагнер (K. W. Wagner) [Л. 38], можно проникновение блуждающей волны в катушку также представить с помощью свободных колебаний. Для этого рассмотрим переход от емкостного начального распределения напряжения к конечному.



Фиг. 78. Распределение напряжения свободных колебаний. *a* — заземленная обмотка; *b* — незаземленная.

Конечное распределение при заземленной на одном конце обмотке (случай *a*) получается прямолинейным, поскольку постоянный ток проводимости на землю создает линейное падение напряжения вдоль обмотки, при незаземленной обмотке конечное распределение обусловлено постоянным потенциалом всех витков по отношению к земле. Фиктивное распределение напряжения, постепенно исчезающее благодаря затухающим свободным колебаниям, получается как разность между начальным и конечным состояниями. Это распределение, связанное с возникновением свободных колебаний при проникновении в обмотку блуждающей волны, представлено на фиг. 78, *a* и *b* в виде ординат заштрихованной площади.

На основании предыдущего мы можем для фиктивного распределения напряжения написать:

случай *a*

$$u_{\phi}(x)_{t=0} = U_0 \left[\frac{\operatorname{sh} \alpha \left(1 - \frac{x}{l}\right)}{\operatorname{sh} \alpha} - \left(1 - \frac{x}{l}\right) \right], \qquad (123a)$$

случай *b*

$$u_{\phi}(x)_{t=0} = U_0 \left[\frac{\operatorname{ch} \alpha \left(1 - \frac{x}{l}\right)}{\operatorname{ch} \alpha} - 1 \right]. \qquad (123b)$$

При определении емкостного распределения напряжения длину катушки мы обозначаем через l.

Рассматривая волны свободных колебаний вдоль провода обмотки, мы считаем емкостное напряжение витка распределенным равномерно по длине витка. В этом случае l можно считать равным общей длине проводов обмотки. Так как наш расчет согласно предыдущим рассуждениям вообще приложим только к волнам более длинным, чем длина витка, то подобное допущение возможно. Распределение напряжения свободных колебаний, даваемое уравнением (123a) и (123b), разложим на составляющие волны. Мы получим амплитуду ν-ной волны в обоих случаях равной

$$A_\nu = \frac{2}{l}\int\limits_0^l u_{сб}(x)_{t=0} \sin \mu_\nu x \cdot dx = -\frac{2U_0}{\mu_\nu l}\frac{\alpha^2}{\alpha^2+\mu_\nu^2 l^2} =$$

$$= -\frac{U_0}{\pi n}\frac{1}{1+\left(\frac{2\pi n}{\alpha}\right)^2}. \tag{123c}$$

Для свободного колебания по уравнению (121) получим

$$u_{сб} = \sum_{\nu}^{\infty} A_\nu \sin \mu_\nu x \cdot \cos \omega_\nu t, \tag{124c}$$

причем в случае заземленной с одной стороны обмотки (случай *a*) суммирование распространяется на составляющие всех порядков, а в случае незаземленной обмотки (случай *b*) — на составляющие нечетного порядка [ср. уравнения (122a) и (122b)]. Эти свободные колебания накладываются на конечные состояния (для $t=\infty$):

случай *a*

$$u_{уст} = U_0\left(1-\frac{x}{l}\right), \tag{124a}$$

случай *b*

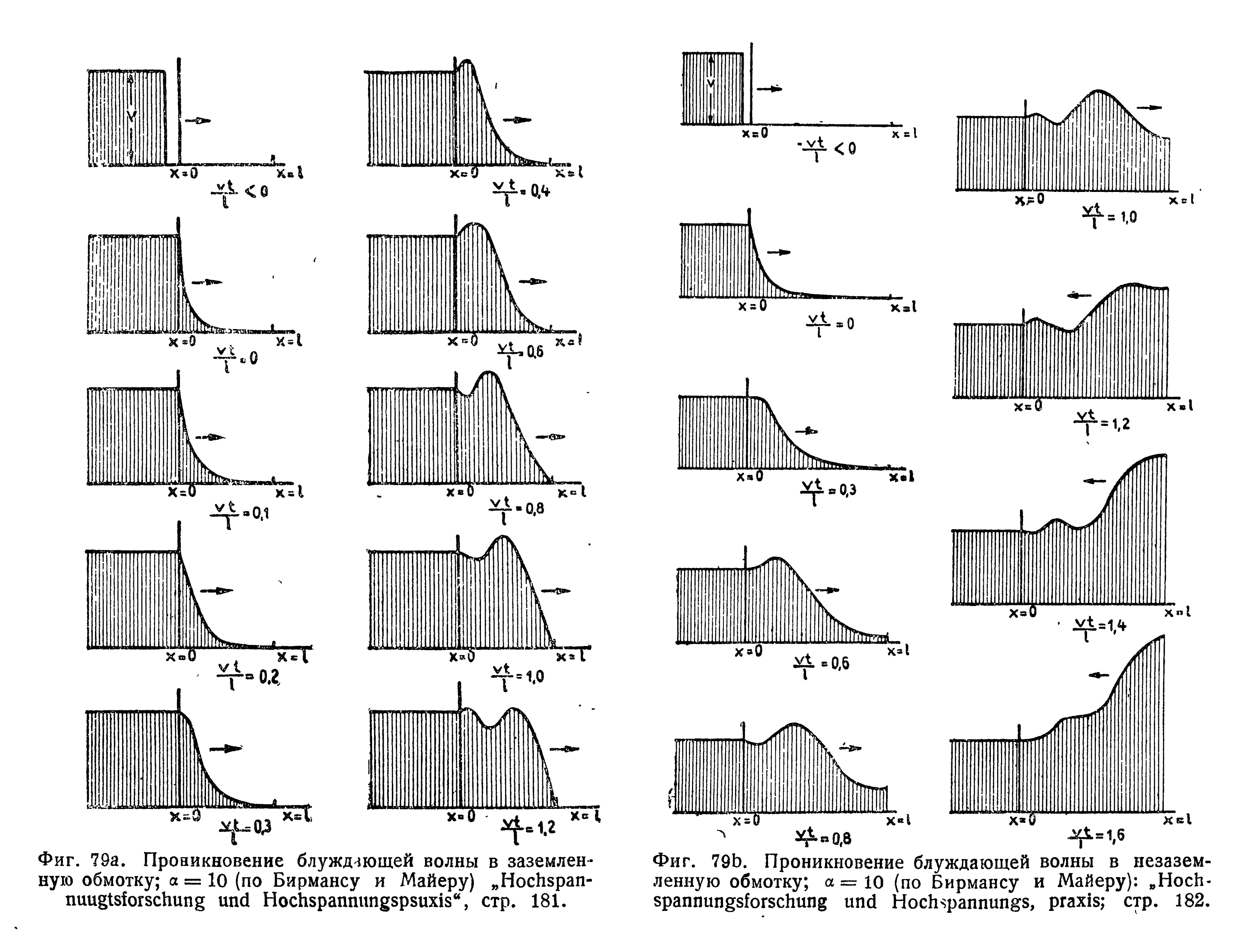
$$u_{уст} = U_0, \tag{124b}$$

так что для результирующего напряжения во время проникновения блуждающей волны в обмотку получаем

$$u = u_{уст} + u_{сб}. \tag{124}$$

Фиг. 79, *a* и *b* изображает приведенную Бирмансом (Biermanns) [Л. 47] картину последовательного проникновения в обмотку блуждающей волны с вертикальным фронтом, построенную по уравнениям (124), (124a), (124b) и (124c). Из этих фигур видно, как фронт волны постоянно деформируется при проникновении волны в обмотку, причем появляется повышение напряжения, максимальное значение которого у заземленной обмотки (случай *a*) возникает внутри обмотки, а у незаземленной обмотки (случай *b*) на конце ее.

Градиенты напряжения внутри обмотки не достигают обыкновенно тех больших значений, которые возникают на входных витках в первый момент проникновения блуждающей волны в обмотку.

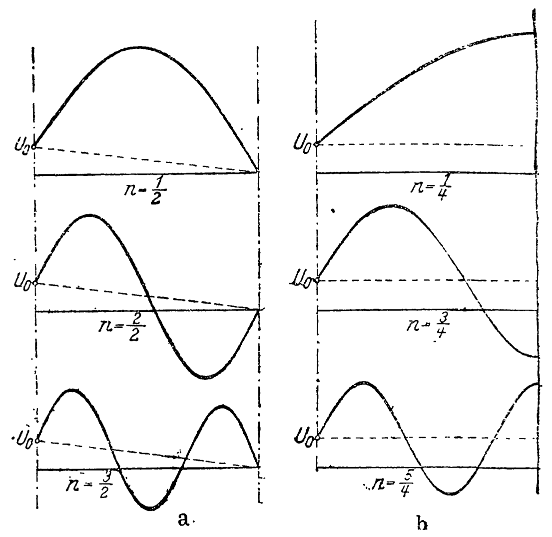


Фиг. 79a. Проникновение блуждающей волны в заземленную обмотку; $\alpha = 10$ (по Бирмансу и Майеру) „Hochspannugtsforschung und Hochspannungspsuxis", стр. 181.

Фиг. 79b. Проникновение блуждающей волны в незаземленную обмотку; $\alpha = 10$ (по Бирмансу и Майеру): „Hochspannungsforschung und Hochspannungs, praxis; стр. 182.

Резонансные перенапряжения. Важнейшим следствием собственных колебаний является опасность резонансных перенапряжений.

Если трансформатор приключен к переменному напряжению U_0, частота которого равна одной из собственных частот трансформатора, то возникают резонансные перенапряжения, в несколько раз превосходящие приложенное напряжение. Эти перенапряжения возникают не на входных витках, а по большей части на средних и концевых катушках. Они могут возбуждаться высшими гармониками кривой напряжения, блуждающими волнами и дуговыми колебаниями. В зависимости от включения обмотки появляются волны с длиной, кратной половине или четверти основной волны. Фиг. 80, *a* и *b* показывают распределение напряжения для заземленной и незаземленной обмоток. Самым опасным являются основные гармоники, так как колебания высшего порядка сильно демпфируются.



Фиг. 80. Резонансные перенапряжения. *a* — при заземленной обмотке; *b* — при незаземленной.

Для прочности обмотки важна не только величина напряжения по отношению к земле, но также напряжение между соседними витками.

Согласно исследованиям Бюнэ (Bunet) [Л. 37] коэфициент перенапряжения для основной гармоники равен

$$\frac{u_{max}}{U_0} \approx \frac{2}{R\sqrt{\frac{C_з}{L}}}, \tag{125}$$

где R — активное сопротивление, а L — индуктивность обмотки, для которой Бюнэ брал индуктивность при 50 Hz.

Фаллу (Fallou) [Л. 44] определял коэфициент перенапрежения экспериментально и получал для него предельные значения 3,6 и 16,6.

с) Практические выводы. Наиболее опасным оказывались до сих пор на практике перенапряжения между входными витками при емкостном распределении напряжения. По данным Капелиовича (Kopeliowitsch) [Л. 44] 52% всех пробоев трансформаторов приходится на входные витки. Расчеты показывают, что коэфициент α надо брать достаточно малым. Другими словами, нужно

емкость между витками делать по возможности большой, а емкость на землю по возможности малой.

Отсюда вытекает конструктивное правило для изоляции входных витков. Увеличение расстояния между входными витками приводит к уменьшению витковой емкости, в то время как емкость на землю практически остается неизменной. При этих условиях увеличивается значение α, а с ним и напряжение на входных витках. Поэтому нужно применять провод для входных витков по возможности плоский, прямоугольного сечения, наматываемый плоско или сторонами друг на друга. Кроме этого входные витки нужно изолировать друг от друга материалами с высокой электрической крепостью и с большой диэлектрической постоянной. При малых и средних трансформаторах достаточно бывает усиливать изоляцию слоев.

Подобное же действие, как и увеличение емкости входных витков, оказывает так называемое „защитное кольцо“, которое располагается в начале обмотки высокого напряжения и соединяется с первым витком (Л. 105, стр. 461).

Если при наличии кольца увеличивается также емкость входных витков по отношению к земле, то это может способствовать в некоторых случаях понижению напряжения при набегании блуждающей волны, так как на заряд емкости может потребоваться значительное время, в течение которого успеет возникнуть ток в проводах.

Подобный же эффект достигается промежуточным включением соответственно подобранного участка кабельной сети между линией передачи и трансформатором [Л. 36]. Но с таким выбором защиты нужно быть, однако, осторожным в случаях, когда перед трансформатором или перед кабелем находится защитный дроссель или концентрированная индуктивность. Индуктивность образует с входной емкостью томсоновский колебательный контур, который приходит в резонанс при воздействии блуждающей волны или колебаний и приводит к повышению напряжения на зажимах трансформатора [Л. 43]. Защитный дроссель теряет в этом случае защитную роль и делается угрозой для трансформатора. Перекрытия внутри обмоток трансформатора показывают, что нельзя также недооценивать опасность резонансных перенапряжений. Так как они могут привести к повышению напряжения в любом месте обмотки, то изоляция витков по всей длине обмотки должна быть взята, исходя из полного рабочего линейного напряжения, как это раньше рекомендовалось и часто выполнялось.

Особенно тщательно необходимо защищать при незаземленной обмотке нулевую точку, на которой может появиться высокое напряжение относительно земли.

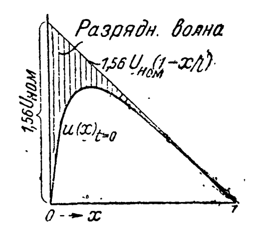
3. ИСПЫТАНИЕ ВОЛНОЙ С КРУТЫМ ФРОНТОМ

REТ, § 48 предусматривает испытание изоляции трансформатора волной с крутым фронтом (ср. гл. G, 4, b), при котором одна обмотка питается, а каждая фаза другой, т. е. испытуемой,

обмотки включается через искровый промежуток шаровых разрядников на конденсатор (фиг. 150). Расстояние между шарами искрового промежутка устанавливается на напряжение, равное 1,1 номинального. При синусоидальном напряжении разряд происходит при напряжении, равном $1{,}1\sqrt{2}\,U_{ном} = 1{,}56U_{ном}$, где $U_{ном}$ — эффективное значение номинального напряжения.

Трансформатор после установки искрового промежутка включается на напряжение, равное 1,3 номинального, и разряд поддерживается в течение 10 сек. непрерывно.

Происходящие при этом явления легко исследовать методом, изложенным выше. Перед разрядом распределение напряжения вдоль обмотки будет прямолинейно, как представлено на фиг. 81. В начале обмотки ($x = 0$) напряжение равно $1{,}56U_{ном}$, а в нулевой точке ($x = l$) обмотки — нулю. Вследствие симметрии испытательной схемы (фиг. 150) можно считать фазы обмотки как бы заземленными в нулевой точке. Как только напряжение на зажимах трансформатора достигает мгновенного значения $1{,}56\,U_{ном}$, то происходит искровой разряд, который действует как короткое замыкание электрического поля трансформатора, так как включенная перед искровым промежутком шаров емкость очень велика по сравнению с действительной емкостью C [уравнение (117)] трансформатора и конденсатор не может сейчас же зарядиться.



Фиг. 81. Волна с крутым фронтом в момент перекрытия искрового промежутка.

Разрядная волна направляется при этом в обмотку и распределяется в первое мгновение по уравнению (118а).

Это распределение напряжения, создаваемое вступающей в обмотку разрядной волной, нужно вычесть из распределения напряжения, имеющегося непосредственно перед разрядом, чтобы получить результирующее распределение (фиг. 81)

$$u(x)_{t=0} = 1{,}56U_{ном}\left[\left(1 - \frac{x}{l}\right) - \frac{\operatorname{sh}\alpha\left(1 - \frac{x}{l}\right)}{\operatorname{sh}\alpha}\right], \qquad (126a)$$

которое имеет место в момент искрового разряда. Это порождает свободные колебания в трансформаторе, которые приводят к распределению напряжения $u(x) = 0$.

По прекращении свободных колебаний электрическое поле совершенно исчезает. Этот переход совершается в течение небольшой доли периода частоты сети, во время которой искра перекрывает искровой промежуток.

Наибольшее перенапряжение между витками происходит в момент перекрытия и возникает на входных витках. Оно может быть найдено из равенства

$$\left(\frac{\partial u(x)_{t=0}}{\partial x}\right)_{x=0} = 1{,}56U_{ном}\frac{\alpha \operatorname{cth}\alpha - 1}{l}, \qquad (126b)$$

для $\alpha \geqslant 3$

$$u_{w_{\max}} = \frac{l}{w}\left(\frac{\partial u(x)_{t=0}}{\partial x}\right)_{x=0} \approx 1{,}56(\alpha - 1)\frac{U_{ном}}{w}. \qquad (126)$$

Мы должны рассмотреть еще, как восстанавливается напряжение на трансформаторе. Это происходит посредством второго выравнивающего процесса в форме затухающего томсоновского колебания. Трансформатор представляет индуктивность, а роль емкости играют конденсаторы. Частота колебаний получается из формулы колебаний томсоновского контура, в практических случаях эта частота значительно меньше основной частоты собственных внутренних колебаний обмотки. Напряжение возрастает при этом уравнительном процессе, если пренебрегать демпфированием, до двойного значения разрядного напряжения и затем путем затухающих колебаний доходит до величины $1{,}56\,U_{ном}$.

Если конденсатор заряжен до достаточно высокого напряжения и напряжение на искровом промежутке становится относительно малым, то дуга прекращается, чтобы опять восстановиться, как только напряжение на искровом промежутке подымается до $1{,}56\,U_{ном}$.

D. РАБОЧИЕ СВОЙСТВА ТРАНСФОРМАТОРА

1. ВЕКТОРНАЯ ДИАГРАММА И ИЗМЕНЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ

В гл. 21, т. II мы получили векторную диаграмму трансформатора, исходя из основных уравнений и пренебрегая потерями в железе.

Теперь мы построим, исходя из данных нагрузки вторичной обмотки, векторную диаграмму для одной фазы, причем наряду с намагничивающим током примем во внимание также и потери в железе. Чтобы сделать диаграмму нагляднее, приведем все вторичные напряжения к первичной обмотке трансформатора, т. е. умножим их на отношение витков $\frac{w_1}{w_2}$, которое примем равным, например, 1,5.

Складывая приведенное к первичной обмотке вторичное напряжение $\dot{U}_2' = \frac{w_1}{w_2}\dot{U}_2$, реактивное падение напряжения $j\frac{w_1}{w_2}X_2\dot{I}_2$ и активное падение напряжения $\frac{w_1}{w_2}R_2\dot{I}_2$, получим отнесенную к первичной обмотке э. д. с. вторичной обмотки $\dot{E}_2'$, равную наведенной в первичной обмотке э. д. с. $\dot{E}_1$. Результирующий поток индукции $\dot{\Phi}$ в железе трансформатора опережает на $\frac{1}{4}$ периода эти э. д. с., в фазе с потоком находится намагничивающий ток $\dot{I}_\mu$, основную гармонику которого мы можем опреде-

лить на основании гл. А, 1 и 4. Ток, соответствующий потерям в железе, равен

$$I_a = \frac{Q_{жс}}{mE_1}, \qquad (127a)$$

где $Q_{жс}$ — потери в железе и m — число фаз. Ток $\dot{I}_a$ находится в противофазе с $\dot{E}_1$. По $\dot{I}_\mu$ и $\dot{I}_a$ определяем ток холостого хода $\dot{I}_0$.

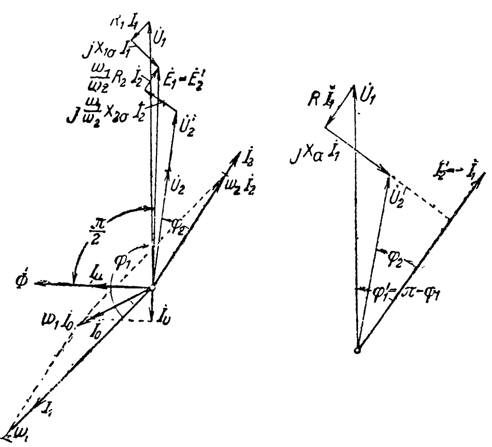
Ампервитки (полный ток) тока холостого хода являются суммой первичных и вторичных ампервитков

$$w_1\dot{I}_0 = w_1\dot{I}_1 + w_2\dot{I}_2. \qquad (127b)$$

Отсюда получаем первичные ампервитки, а деля их на w_1 — первичный ток $\dot{I}_1$. Вычитая из э. д. с. $\dot{E}_1$ первичной обмотки реактивное и активное падения напряжения в этой обмотке, получаем напряжение U_1 на зажимах первичной обмотки [1]).

Совершенно аналогично мы можем исходить при построении диаграммы из первичного напряжения $\dot{U}_1$ и первичного тока $\dot{I}_1$.

В действительности токи $\dot{I}_\mu$ и $\dot{I}_0$ очень малы и составляют приблизительно $\frac{1}{10}$ от начерченных на фиг. 82 токов, считая I_2 за номинальный нагрузочный ток. Поэтому мы можем при всех практических случаях нормальной работы считать $\dot{I}_0 = 0$. Тогда ток $\dot{I}_1$ будет в противофазе с $\dot{I}_2$ и



Фиг. 82. Векторные диаграммы трансформатора.

Фиг. 83. Упрощенная векторная диаграмма.

$$\frac{w_2}{w_1}\dot{I}_2 = \dot{I}_2' = -\dot{I}_1. \qquad (128a)$$

Чтобы определить изменение напряжения, мы не будем разделять первичные и вторичные падения напряжения и будем считать, что все падение напряжения сосредоточено в первичной обмотке. Поэтому мы примем:

$$R = R_1 + \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 R_2, \qquad (128b)$$

$$X_\sigma = X_{1\sigma} + \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 X_{2\sigma}. \qquad (128c)$$

---

[1]) Следует отметить, что автор направление вектора первичного напряжения берет обратным общепринятому (см. т. I, гл. 106). Ред.

На основании этого мы можем отказаться от раздельного, как в главе В, 1 и 2, подсчета $X_{1\sigma}$ и $X_{2\sigma}$. Диаграмма фиг. 82 на основании этих упрощений переходит в диаграмму, изображенную на фиг. 83.

Так как RI_1 и $X_\sigma I_1$ малы, то практически $\varphi_1' = \pi - \varphi_1$ мало отличается от φ_2.

Как и в электрических машинах, в трансформаторах также имеет место изменение напряжения (§ 16, RET, 1930 г.), представляющее собою повышение напряжения, отнесенное к вторичному напряжению при постоянном первичном напряжении, наступающее тогда, когда нормально нагруженный трансформатор разгружается. Оно зависит у одного и того же трансформатора от угла сдвига фаз φ_2.

По фиг. 83 получаем

$$U_1 = \sqrt{(U_2' \cos \varphi_2 + RI_1)^2 + (U_2' \sin \varphi_2 + X_\sigma I_1)^2}. \tag{129}$$

Вводя сокращенные обозначения

$$\varepsilon_a = \frac{RI_1}{U_2'}, \tag{130a}$$

$$\varepsilon_r = \frac{X_\sigma I_1}{U_2'} \tag{130b}$$

и

$$\varepsilon_k = \sqrt{\varepsilon_a^2 + \varepsilon_r^2} \tag{130c}$$

для относительного активного падения напряжения, или относительных потерь в обмотках (ε_a), для относительного реактивного падения напряжения, или относительного напряжения рассеяния, и для так называемого относительного напряжения короткого замыкания (ε_r), получим искомое изменение напряжения:

$$v = \frac{U_1 - U_2'}{U_2'} = \sqrt{(\varepsilon_a + \cos \varphi_2)^2 + (\varepsilon_r + \sin \varphi_2)^2} - 1 =$$

$$= \sqrt{1 + \varepsilon_k^2 + 2(\varepsilon_a \cos \varphi_2 + \varepsilon_r \sin \varphi_2)} - 1 \approx$$

$$\approx \varepsilon_a \cos \varphi_2 + \varepsilon_r \sin \varphi_2 + \frac{\varepsilon_k^2}{2}. \tag{130}$$

Практически мы можем пренебречь ε_k^2 по сравнению с $2(\varepsilon_a \cos \varphi_2 + \varepsilon_r \sin \varphi_2)$ и считать

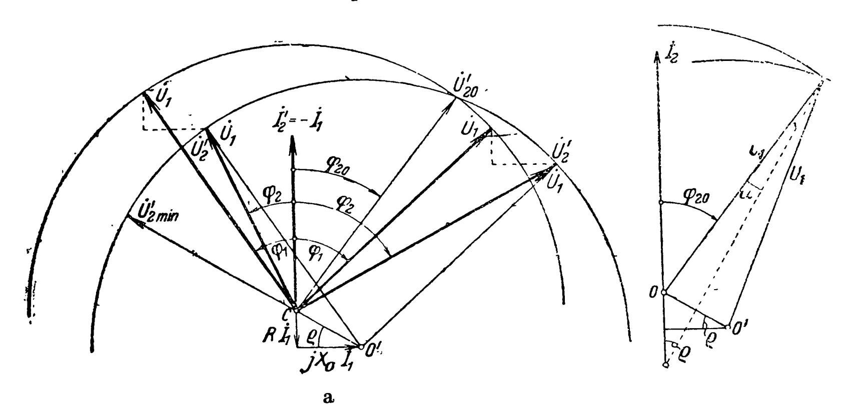
$$v \approx \varepsilon_a \cos \varphi_2 + \varepsilon_r \sin \varphi_2, \tag{130'}$$

что следует также непосредственно из фиг. 83, если считать, что угол между $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2$ обычно очень мал. Относительные падение напряжения и изменение напряжения должны по RET даваться в процентах.

2. КРУГОВАЯ ДИАГРАММА

Две круговые диаграммы особенно наглядно показывают влияние падения напряжения на изменение напряжения на вторичных зажимах. Первая диаграмма выявляет влияние сдвига фаз во вторичной цепи при постоянном значении тока, а вторая — влияние тока при постоянном сдвиге фаз во вторичной цепи.

а) **Изменение напряжения при постоянном значении тока и меняющемся угле** φ_2. Если принять, как показано на фиг. 84, ток $I_2' = -I_1$ неподвижным и отложить от точки O начала вектора тока I_2' падение напряжения $RI_1 + jX_\sigma I_1$, то получим точку O'. Опишем из точек O и O' окружности радиусом, равным постоянному первичному напряжению U_1, первая окружность представляет геометрическое место концов векторов пер-



Фиг. 84. Изменение вторичного напряжения U_2' при постоянном токе I_2' и меняющемся угле φ_2; b — определение φ_{20}.

вичного напряжения $\dot{U}_1$, вторая — вторичного напряжения $\dot{U}_2'$. Доказательством этому служат две изображенные на фиг. 84,*a* диаграммы напряжения для различных фазовых углов φ_2. Как и на фиг. 83, сумма $\dot{U}_1 + R\dot{I}_1 + jX_\sigma \dot{I}_1 = \dot{U}_2'$.

Мы видим из этой, данной впервые Каппом (Kapp), диаграммы зависимость вторичного напряжения U_2' от угла φ_2. В случае отстающего тока вторичное напряжение U_2' меньше, в случае опережающего — больше, чем первичное напряжение U_1. Точка пересечения обеих окружностей U_2 и U_1 определяет угол φ_{20}, при котором, вторичное, клеммовое напряжение равно первичному. Если обозначим через ρ угол, тангенс которого

$$\operatorname{tg} \rho = \frac{R}{X_\sigma}, \tag{131a}$$

то получим по фиг. 84,*b*, вводя уравнение

$$\sin \alpha = \frac{\sqrt{R^2 + X_\sigma^2}\, I_1}{2U_1} = \frac{\varepsilon_k}{2} \tag{131b}$$

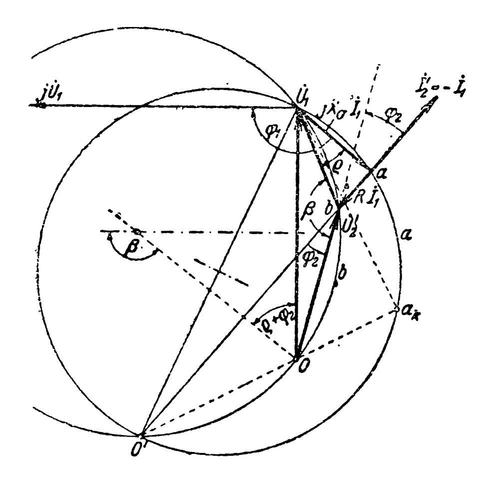
определяющее угол α, искомый угол

$$\varphi_{20} = \rho + \alpha. \qquad (131)$$

Считая угол α при номинальном токе малым (для $\varepsilon_k \leqslant 0{,}07$ $\alpha \leqslant 2^\circ$), мы сможем вместо синуса взять сам угол и получить

$$\varphi_{20}^\circ = \rho^\circ + \frac{\varepsilon_k}{\pi} 90^\circ \qquad (131')$$

— угол, на который ток должен опережать вторичное напряжение, чтобы при нормальной нагрузке вторичное напряжение равнялось первичному. Наименьшее значение вторичного напряжения получается по фиг. 84 при опережении тока вторичным напряжением на угол $\frac{\pi}{2} - \rho$.



Фиг. 85. Изменение вторичного напряжения U_2' и угла φ_1 при постоянном угле φ_2 и меняющемся токе I_2; φ_2—положителен.

b) Изменение напряжения при постоянном угле φ_2 и меняющемся токе. На фиг. 85 толстыми линиями изображена диаграмма напряжений трансформатора при нагрузке при отстающем токе. Угол

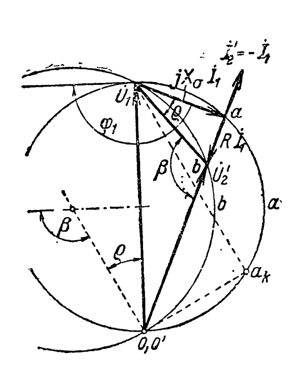
$$\beta = \pi - \left(\frac{\pi}{2} - \rho - \varphi_2\right) = \frac{\pi}{2} + \rho + \varphi_2 \qquad (132)$$

при постоянном угле φ_2 независим от тока и, следовательно, постоянен, поэтому конец вектора напряжения $\dot{U}_2'$ при неподвижном первичном напряжении $\dot{U}_1$ передвигается по окружности b, которая проходит через начало и конец вектора $\dot{U}_1$. Определение центра этой окружности представлено на фиг. 85. Продолжим вектор $R\dot{I}_1$ до пересечения с окружностью b в точке O', тогда, так как угол $ObO' = \varphi_2 = \text{const}$, положение точки O' будет неизменным для любого другого тока нагрузки.

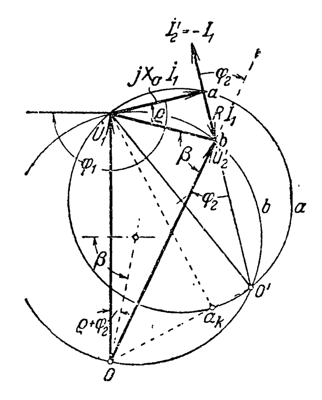
Так как угол при точке a прямой, то мы получаем геометрическое место для точек a в виде окружности, для которой линия, соединяющая O' и конец вектора $\dot{U}_1$, является диаметром. При холостом ходе точки a и b попадают в конец вектора $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2' = \dot{U}_1$. С ростом нагрузки конец вектора $\dot{U}_2'$ движется по окружности b, причем напряжение на $\dot{U}_2'$ падает. При коротком замыкании $\dot{U}_2' = 0$ точка b попадает в O, точка a—в a_k. Величина нагрузочного тока представляется величиной вектора $jX_\sigma \dot{I}_1$, который пропорционален токам $\dot{I}_1$ и $\dot{I}_2$.

Чтобы определить изменение угла φ_1 между первичным током и напряжением, проведем от конца вектора $\dot{U}_1$ вектор $j\dot{U}_1$. Угол между векторами $jX_\sigma\dot{I}_1$ и $j\dot{U}_1$ равен углу между $\dot{I}_1$ и $\dot{U}_1$, т. е. углу φ_1.

На фиг. 86 и 87 представлены диаграммы для $\varphi_2 = 0$ и для отрицательного угла $\varphi_2 < 0$, т. е. при опережении током $\dot{I}_2$ напряжения $\dot{U}_2$. Из сравнения фиг. 85, 86 и 87, которые начерчены для одного и того же трансформатора, т. е. для одних и тех же значений R и X_σ и того же первичного напряжения $\dot{U}_1$,



Фиг. 86. То же, как и на фиг. 85, но при $\varphi_2 = 0$.



Фиг. 87. То же, как и на фиг. 85, но при φ_2 отрицательном.

видим, что вторичное напряжение на зажимах при нагрузке тем медленнее падает, чем меньше угол φ_2, и что при отрицательном угле φ_2, т. е. при опережающем напряжение тока, при переходе от холостого хода к нагрузке напряжение вначале даже растет, но затем опять падает, делаясь равным нулю при коротком замыкании. При коротком замыкании и холостом ходе все три диаграммы совпадают.

3. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА

а) Условия нормальной параллельной работы. Чтобы осуществить нормальную параллельную работу трансформаторов, которые как на первичной, так и на вторичной сторонах присоединены параллельно к общим сборным шинам, необходимо выполнить ряд условий, которые мы и рассмотрим.

При параллельной работе мы должны строго требовать, чтобы при отсутствии нагрузки во вторичной сети вторичные обмотки всех параллельно включенных трансформаторов были обесточены, чтобы при нагрузке общий ток распределялся пропорционально номинальным мощностям отдельных трансформаторов и, наконец, чтобы нагрузочные токи совпадали по фазе. Если бы первое условие не было выполнено, то между трансформа-

торами протекали бы уравнительные токи, которые обусловили бы добавочную загрузку обмоток. Невыполнение второго условия повлекло бы за собой то, что один трансформатор достигал бы своего номинального тока раньше, чем другой. Если, наконец, нагрузочные токи параллельно включенных трансформаторов не совпадают по фазе, то их общий нагрузочный ток меньше, чем алгебраическая сумма токов трансформаторов. Вторичная сеть в этом случае не может быть нагружена суммой номинальных мощностей трансформаторов без перегрузки их. В практике удовлетворяются приблизительным выполнением упомянутых условий. Если вторичные обмотки при отсутствии нагрузки во вторичной сети лишены тока, то индуктированные э. д. с. должны быть равны по фазе и величине. Чтобы строго достигнуть этого, должны, как правило, соблюдаться три условия.

Прежде всего схемы соединения обмоток параллельно работающих трансформаторов должны быть так выбраны, чтобы, пренебрегая падением напряжения, мы имели звезды векторов вторичных напряжений у всех трансформаторов ориентированными одинаково по отношению к первичной звезде напряжений. У однофазных трансформаторов это достигается присоединением одноименных зажимов трансформаторов с сборными шинами. Трехфазные трансформаторы по их схемам соединения обмоток можно подразделить на группы так, что трансформаторы каждой группы удовлетворяют указанному условию и могут включаться на параллельную работу. В отделе К мы разберем эти группы соединений.

Вторым условием является требование равенства коэфициентов трансформации, и наконец, токи холостого хода также должны вызывать одинаковые падения напряжения в первичных обмотках по величине и фазе, чтобы не могли протекать уравнительные токи. Позже мы увидим, что последнее условие менее важно.

Чтобы вторичный нагрузочный ток распределялся пропорционально номинальным мощностям параллельно включенных трансформаторов, напряжения короткого замыкания при номинальных токах должны быть равны, т. е. обусловливающие падение напряжения полные сопротивления обмоток должны быть обратно пропорциональны номинальным мощностям трансформаторов.

Наконец, требование того, чтобы вторичные токи совпадали по фазе, обусловливает собой для всех трансформаторов равенство отношений активного сопротивления к реактивному (равенство углов $\varphi_к$ при коротком замыкании), так как это отношение определяет фазу тока по отношению к вектору падения напряжения (фиг. 90), который у всех трансформаторов, присоединенных первично и вторично к общим сборным шинам, совпадает по фазе. Дальше мы увидим, что это условие менее важно.

b) **Вывод уравнений тока для двух трансформаторов.** Из перечисленных условий важнейшим является правильность включения трансформаторов; оно должно выполняться также и тогда, когда между параллельно включенными трансформаторами находится большой участок проводов.

Оно, однако, может быть легко осуществлено, и поэтому в дальнейшем мы будем считать его выполненным. Влияние отклонения от других условий, которые не всегда точно могут быть выполнены, на нагрузку трансформаторов мы должны исследовать особо.

Для простоты полагаем, что на параллельную работу включены только два трансформатора. Пусть заданы первичное напряжение и вторичный ток сети $\dot{I}_2$ (фиг. 88). При этом примем, что углы между звездами напряжений на вторичной стороне при пренебрежении падением напряжения равны нулю, т. е. оба трансформатора принадлежат к группе A (отдел К); в ином случае мы должны представить себе первичную звезду напряжений повернутой на некоторый угол (например, 180° при группе B) в положение вторичной звезды напряжений.

Фиг. 88. Угол сдвига фаз φ.

Величины обоих трансформаторов будем снабжать для отличия значками I и II. Приведем все величины к вторичной стороне. Для краткости вместо X_σ будем писать просто X.

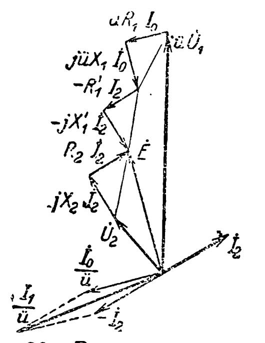
Коэфициенты трансформаций равны

$$\ddot{u}_{\text{I}} = \frac{w_{2\,\text{I}}}{w_{1\,\text{I}}} \tag{133a}$$

и

$$\ddot{u}_{\text{II}} = \frac{w_{2\,\text{II}}}{w_{1\,\text{II}}}. \tag{133b}$$

Сопротивления, приведенные к вторичной стороне,



Фиг. 89. Векторная диаграмма одного из параллельно работающих трансформаторов.

$$R'_{1\,\text{I}} = \ddot{u}_{\text{I}}^2 R_{1\,\text{I}}, \tag{134a}$$

$$R_{\text{I}} = R_{2\,\text{I}} + R'_{1\,\text{I}}, \tag{134b}$$

$$R'_{1\,\text{II}} = \ddot{u}_{\text{II}}^2 R_{1\,\text{II}}, \tag{134c}$$

$$R_{\text{II}} = R_{2\,\text{II}} + R'_{1\,\text{II}} \tag{134d}$$

и

$$X'_{1\,\text{I}} = \ddot{u}_{\text{I}}^2 X_{1\,\text{I}}, \tag{134e}$$

$$X_{\text{I}} = X_{2\,\text{I}} + X'_{1\,\text{I}}, \tag{134f}$$

$$X'_{1\,\text{II}} = \ddot{u}_{\text{II}}^2 X_{1\,\text{II}}, \tag{134g}$$

$$X_{\text{II}} = X_{2\,\text{II}} + X'_{1\,\text{II}}. \tag{134h}$$

Мы можем теперь построить для каждого из обоих трансформаторов диаграмму напряжений, как это сделано для одного из них на фиг 89, в которой значки I и II ради ясности опущены и I_0 — ток холостого хода.

Имея для трансформатора I (соответственно и II)

$$\dot{Z}_{1\,\text{I}} = R_{1\,\text{I}} + jX_{1\,\text{I}}, \tag{134i}$$

$$\dot{Z}_{2\,\text{I}} = R_{2\,\text{I}} + jX_{2\,\text{I}}, \tag{134k}$$

$$\dot{Z}_{\text{I}} = R'_{1\,\text{I}} + R_{2\,\text{I}} + j\,(X'_{1\,\text{I}} + X_{2\,\text{I}}), \tag{134l}$$

можем написать для него следующие уравнения напряжений:

$$\ddot{u}_{\rm I}(\dot{U}_1 + \dot{Z}_{1\,\rm I}\dot{I}_{0\,\rm I}) - \dot{Z}'_{1\,\rm I}\dot{I}_{2\,\rm I} = \dot{U}_2 + \dot{Z}_{2\,\rm I}\dot{I}_{2\,\rm I} \qquad (135)$$

или

$$\ddot{u}_{\rm I}(\dot{U}_1 + \dot{Z}_{1\,\rm I}\dot{I}_{0\,\rm I}) = \dot{U}_2 + \dot{Z}_{\rm I}\,\dot{I}_{2\,\rm I}, \qquad (135a)$$

и для трансформатора *II*

$$\ddot{u}_{\rm II}(\dot{U}_1 + \dot{Z}_{1\,\rm II}\dot{I}_{0\,\rm II}) = \dot{U}_2\dot{Z}_{\rm II}\,\dot{I}_{2\,\rm II}. \qquad (135b)$$

Для вторичного тока

$$\dot{I}_{2\,\rm I} + \dot{I}_{2\,\rm II} = \dot{I}_2. \qquad (135c)$$

Если подставим в уравнение (135b) ток $\dot{I}_{2\,\rm II}$ из уравнений (135c) и возьмем разность уравнений (135a) и (135b), то $\dot{U}_2$ исчезнет, и мы получим выражение для тока $\dot{I}_{2\,\rm I}$ трансформатора *I*, зависящее только от заданных величин и вторичного нагрузочного тока $\dot{I}_2$ сети.

Этот ток мы можем разложить на три части:

$$\dot{I}_{2\,\rm I} = \dot{I}_{2\,\rm I\,0} + \dot{I}_{2\,\rm I\,\ddot{u}} + \dot{I}_{2\,\rm I\,\varepsilon}. \qquad (136)$$

Первая часть $\dot{I}_{2\,\rm I\,0}$ представляет главным образом, влияние тока холостого хода и делается равной нулю, если ток холостого хода равен нулю; вторая часть $\dot{I}_{2\,\rm I\,\ddot{u}}$ зависит преимущественно от коэфициента трансформации и равна нулю, если коэфициенты трансформации равны друг другу; третья часть $\dot{I}_{2\,\rm I\,\varepsilon}$ зависит от нагрузки вторичной сети и значений полных сопротивлений обмоток.

Мы получаем для этих трех частей:

$$\dot{I}_{2\,\rm I\,0} = \frac{\ddot{u}_{\rm I}\dot{Z}_{1\,\rm I}\dot{I}_{0\,\rm I} - \ddot{u}_{\rm II}\dot{Z}_{1\,\rm II}\dot{I}_{0\,\rm II}}{\dot{Z}_{\rm I} + \dot{Z}_{\rm II}}, \qquad (136a)$$

$$\dot{I}_{2\,\rm I\,\ddot{u}} = \frac{\ddot{u}_{\rm I} - \ddot{u}_{\rm II}}{\dot{Z}_{\rm I} + \dot{Z}_{\rm II}}\,\dot{U}_1, \qquad (136b)$$

$$\dot{I}_{2\,\rm I\,\varepsilon} = \frac{\dot{Z}_{\rm II}}{\dot{Z}_{\rm I} + \dot{Z}_{\rm II}}\,\dot{I}_2. \qquad (136c)$$

Эти уравнения применимы и к другому трансформатору, стоит только заменить значки I и II и наоборот. Токи $\dot{I}_{2\rm I\ddot{u}}$ и $\dot{I}_{0\,\rm II}$ несколько меняются с нагрузкой трансформатора, но при пользовании уравнением (136a) мы можем без большой погрешности считать, что они соответствуют значениям токов холостого хода при номинальном напряжении. Токи $\dot{I}_{2\,\rm I\,\ddot{u}}$ и $\dot{I}_{2\,\rm I\,0}$, которые можно считать уравнительными токами, независимы от нагрузки, в то время как $\dot{I}_{2\,\rm I\,\varepsilon}$ пропорционален нагрузочному току.

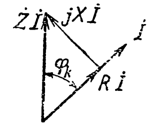
Уравнениями (136), (136a), (136b) и (136c) задача определения нагрузочного тока трансформатора полностью разрешается. Частичные токи находятся по коэфициенту трансформации $\ddot{u}$, току холостого хода $\dot{I}_0$, сопротивлению нагрузки $\dot{Z}$, первичному напряжению $\dot{U}_1$ и вторичному току $\dot{I}_2$ сети, а их геометрическая сумма получается по уравнению (136).

Приведенные уравнения очень наглядны для подсчета тока трансформатора в отдельных случаях, но в данной форме не пригодны для общих исследований [1]).

Для этой цели их надо еще преобразовать. При этом мы сделаем некоторые упрощающие допущения, которые не повлияют на результат. Мы пренебрежем очень незначительными потерями в железе [2]) и возьмем вместо тока холостого хода $\dot{I}_0$ намагничивающий ток $\dot{I}_\mu$ и примем, что он опережает на $\frac{1}{4}$ периода первичное клеммовое напряжение $\dot{U}_1$.

Напишем ряд равных отношений:

$$\frac{\ddot{u}_{\rm I}^2 R_{1\,\rm I}}{R_{\rm I}} = \frac{\ddot{u}_{\rm II}^2 R_{1\,\rm II}}{R_{\rm II}} = \frac{\ddot{u}_{\rm I}^2 X_{1\,\rm I}}{X_{\rm I}} = \frac{\ddot{u}_{\rm II}^2 X_{1\,\rm II}}{X_{\rm II}} = \zeta. \qquad (137a)$$



Фиг. 90. Угол сдвига фаз φ_k.

Для активных сопротивлений это с большим приближением допустимо, для реактивных сопротивлений эти соотношения нам неизвестны точно, и мы можем принять некоторое среднее значение для них, полагая $\zeta = \frac{1}{2}$.

Введем еще: отношение между намагничивающими и номинальными токами, т. е. относительные намагничивающие токи

$$\mu_{\rm I} = \frac{I_{\mu \rm I}}{\ddot{u}_{\rm I}\, I_{2\,ном\,\rm I}}, \qquad (137b)$$

$$\mu_{\rm II} = \frac{I_{\mu \rm II}}{\ddot{u}_{\rm II} I_{2\,ном\,\rm II}}, \qquad (137c)$$

отношение между номинальными токами обоих трансформаторов

$$\eta = \frac{I_{2\,ном\,\rm II}}{I_{2\,ном\,\rm I}}, \qquad (137d)$$

отношение коэфициентов трансформации

$$\ddot{u} = \frac{\ddot{u}_{\rm II}}{\ddot{u}_{\rm I}}, \qquad (137e)$$

[1]) Читатель, который не пожелает заниматься подробным исследованием уравнений, может пропустить дальнейшие рассуждения и гл. с „с“ по „i“. Подставляя числовые значения в уравнения (136a), (136b) и (136c), можно для любого заданного случая подсчитать частичные токи.

[2]) В возможности такого допущения мы убедимся в дальнейшем. Оказывается, что намагничивающий ток (это относится и к току холостого хода) заметно влияет только тогда, когда он значительно больше 10% от номинального тока. Но активная составляющая тока холостого хода всегда значительно меньше, например, у самых малых стандартных трансформаторов она составляет только 2%.

относительное напряжение короткого замыкания при номинальном токе

$$\varepsilon_{k\,\mathrm{I}} = \frac{Z_{\mathrm{I}} I_{2\,ном\,\mathrm{I}}}{\ddot{u} U_1}, \tag{137f}$$

$$\varepsilon_{k\,\mathrm{II}} = \frac{Z_{\mathrm{II}}\, I_{2\,ном\,\mathrm{II}}}{\ddot{u} U_1}, \tag{137g}$$

и их отношение

$$\varepsilon = \frac{\varepsilon_{k\,\mathrm{II}}}{\varepsilon_{k\,\mathrm{I}}}, \tag{137h}$$

углы $\varphi_{k\,\mathrm{I}}$ и $\varphi_{k\,\mathrm{II}}$ между активным и полным падениями напряжения

$$\cos\varphi_{k\,\mathrm{I}} = \frac{R_{\mathrm{I}}}{Z_{\mathrm{I}}}, \tag{137i}$$

$$\cos\varphi_{k\,\mathrm{II}} = \frac{R_{\mathrm{II}}}{Z_{\mathrm{II}}}. \tag{137k}$$

Наконец, разложим еще три частичных тока $\dot{I}_{2\mathrm{I}\mu}$, $\dot{I}_{2\mathrm{I}\ddot{u}}$, $\dot{I}_{2\mathrm{I}\varepsilon}$, каждый на две составляющих, из которых одна — активная—составляющая совпадает по фазе с током вторичной сети и другая — реактивная—составляющая опережает на $\frac{1}{4}$ периода $\dot{I}_2$. Отнесем эти составляющие к номинальному току трансформатора, напишем, следовательно, для активной (значок a) и реактивной (значок r) составляющих:

$$\iota_{\mu}^{\overset{a}{r}} = \frac{I_{2\mathrm{I}\mu}^{\overset{a}{r}}}{I_{2\,ном\,\mathrm{I}}}, \tag{138a}$$

$$\iota_{\ddot{u}}^{\overset{a}{r}} = \frac{I_{2\mathrm{I}\ddot{u}}^{\overset{a}{r}}}{I_{2\,ном\,\mathrm{I}}}, \tag{138b}$$

$$\iota_{\varepsilon}^{\overset{a}{r}} = \frac{I_{2\mathrm{I}\varepsilon}^{\overset{a}{r}}}{I_{2\,ном\,\mathrm{I}}}. \tag{138c}$$

Уравнения для относительных составляющих тока [ср. Л. 61, уравнения (7а)—(7f)][1]) в их общей форме достаточно сложны. Мы ограничимся поэтому тем, нто напишем их для случая $\varphi_{k\mathrm{I}} = \varphi_{k\mathrm{II}} = \varphi_k$:

$$\iota_{\mu}^{\overset{a}{r}} = \mp \zeta \cdot \eta\, \frac{\mu_{\mathrm{I}} - \ddot{u}\varepsilon\mu_{\mathrm{II}}}{\eta + \ddot{u}\varepsilon}\, \overset{\sin}{\underset{\cos}{}}\,\varphi, \tag{139a}$$

$$\iota_{\ddot{u}}^{\overset{a}{r}} = \frac{\eta}{(\eta + \ddot{u}\varepsilon)\,\varepsilon_{k\,\mathrm{I}}}\,(1 - \ddot{u})\, \overset{\cos}{\underset{\sin}{}}\,(\varphi - \varphi_k), \tag{139b}$$

$$\iota_{\varepsilon}^{a} = \frac{(1+\eta)\,\ddot{u}\varepsilon}{\eta + \ddot{u}\varepsilon} \cdot \frac{I_2}{I_{2\,ном}}, \tag{139c}$$

$$\iota_{\varepsilon}^{r} = 0, \tag{139d}$$

[1]) К этой работе (E. u. M., Wien, 1931, H. 25) мы обратимся в основном в дальнейшем.

ибо отклонение разности углов $\varphi_{kI}-\varphi_{kII}$ от нуля практически не имеет никакого влияния на ток трансформатора. В уравнении (139c) $I_{2ном}$—номинальный ток вторичной сети. Три части тока трансформатора, которые в основном определяются разностью относительных намагничивающих токов [уравнение (139a)], коэфициентом трансформации [уравнение (139b)] и отношением номинальных напряжений короткого замыкания [уравнение (139c)], мы рассмотрим для ясности раздельно в разделах „e“ „g“.

Но, однако, прежде чем приступить к этому рассмотрению, мы исследуем неблагоприятные значения η и $\ddot{u}\varepsilon$ и имеющее большое практическое значение определение разности углов $\varphi_{kI}-\varphi_{kII}$ с тем, чтобы показать влияние этой разности на соответствующие уравнения.

c) Наименее благоприятные значения η **и** $\ddot{u}\varepsilon$ [уравнения (139a), (139b) и (139c)] дают значения относительных составляющих тока для трансформатора *I*. По большей части подвергается опасности меньший из двух параллельно включенных трансформаторов, поэтому мы должны, желая рассмотреть неблагоприятнейший случай, взять наибольшее практически возможное значение η. В § 60 RET 1930 г. рекомендуется отказываться от продолжительной параллельной работы трансформаторов, у которых отношение номинальных мощностей больше, чем 3 : 1. Поэтому при расчете составляющих тока в самом неблагоприятном случае мы примем $\eta = 3$.

По уравнениям (139a) и (139b) уравнительный ток, вызванный относительными намагничивающими токами и неравенством коэфициентов трансформации, становится наибольшим, если произведение $\ddot{u}\varepsilon$ принимает свое наименьшее значение. По § 61 RET 1930 г. параллельная работа считается нормальной, „если номинальные напряжения короткого замыкания отклоняются не более чем на $\pm 10\%$ от среднего значения (номинального) напряжения короткого замыкания данных трансформаторов“.

Под данными трансформаторами должны пониматься все, которые должны работать параллельно. Тогда при двух параллельно работающих трансформаторах наименьшее отношение $\varepsilon = \frac{0,9}{1,1} = 0,818$. При таком дословном толковании § 61 RET 1930 г. он был бы согласован с RET 1923 г., в которых указано: „если номинальные напряжения короткого замыкания отклоняются не более чем на $\pm 10\%$ от их среднего значения“.

Мы хотим поэтому здесь привести еще одно „вольное“ толкование § 61 RET 1930 г., именно: что номинальные напряжения короткого замыкания вновь присоединяемых для параллельной работы трансформаторов могут отклоняться не более чем на $\pm 10\%$ от среднего номинального напряжения короткого замыкания уже имеющихся трансформаторов.

При таком толковании при одном имеющемся трансформаторе *II* номинальное напряжение короткого замыкания вновь присоединяемого трансформатора *I* может отличаться не более

чем $\pm 10\%$ от уже имеющегося. В этом случае отношение ε было бы равно $\frac{1}{1,1} = 0,909$.

Наконец, в DIN VDE 2600 для стандартных трансформаторов указано, что номинальные напряжения короткого замыкания могут отклоняться на $+10$ и -20% от установленных значений. При этом мы должны еще принять во внимание, что номинальные напряжения стандартных трансформаторов зависят от мощностей. Так, в случае напряжения 5000 V группы соединения C_3 относительное номинальное напряжение короткого замыкания трансформатора мощностью в 10 kVA — 4,3% и трансформатора 30 kVA — 4%. При двух параллельно соединенных трансформаторах наименьшее значение ε, следовательно, равно $\varepsilon = \frac{4,0 \cdot 0,8}{4,3 \cdot 1,1} = 0,68$.

Отношение коэфициентов трансформации $\ddot{u}$ может, как мы увидим в отделе „f", как правило, отличаться только на сотую долю от единицы. Поэтому мы можем для наименее благоприятных практических случаев выравнивающего тока, который обусловлен относительными намагничивающими токами [уравнение (139a)], принимать $\ddot{u}\varepsilon$ равным 0,909 при вольном толковании, 0,818 при буквальном и 0,68 для стандартных трансформаторов. В то время как наибольшие уравнительные токи по уравнениям (139a) и (139b) проявляются при наименьшем значении $\ddot{u}\varepsilon$, наибольший добавочный нагрузочный ток, который обусловливает частичный ток по уравнению (139c), получается, как мы увидим в гл. „g", при наибольшем значении $\ddot{u}\varepsilon$. Мы получаем наибольшие значения ε при вольном толковании § 61 RET 1930 г. $\frac{1}{0,9} = 1,111$, при дословном $\frac{1,1}{0,9} = 1,222$ и для стандартных трансформаторов $\frac{4,0 \cdot 1,1}{4,3 \cdot 0,8} = 1,279$.

При наименее благоприятном практически случае мы должны, следовательно, в уравнении (139c) принимать для $\ddot{u}\varepsilon$ 1,111 при вольном толковании, 1,222 при дословном и 1,279 для стандартных трансформаторов.

d) Наибольшая разность углов $(\varphi_{kI} - \varphi_{kII})$. В табл. 3 сопоставлены относительное номинальное напряжение короткого замыкания ε_k, его активная составляющая ε_a и угол φ_k для серии стандартных трансформаторов по DIN VDE 2600 при предельном напряжении 5000 и 20000 V для группы A_2[1]). Наибольшая имеющаяся здесь разность углов φ есть $(\varphi_{kI} - \varphi_{kII}) = 53°8' - 38°13' = 14°55'$, причем отношение мощностей в этом случае $100:5 = 20:1$. Но в самом неблагоприятном случае по § 60 RET 1930 г. отношение мощностей принято 3:1. Для такого отношения мощностей разность углов постоянно меньше 6°. При этом, однако, предполагается, что наряду с номинальным напряжением корот-

[1]) Для группы соединения обмоток C_3 и другой серии стандартных трансформаторов (DIN VDF 2601) получаются еще меньшие разности между углами φ_k.

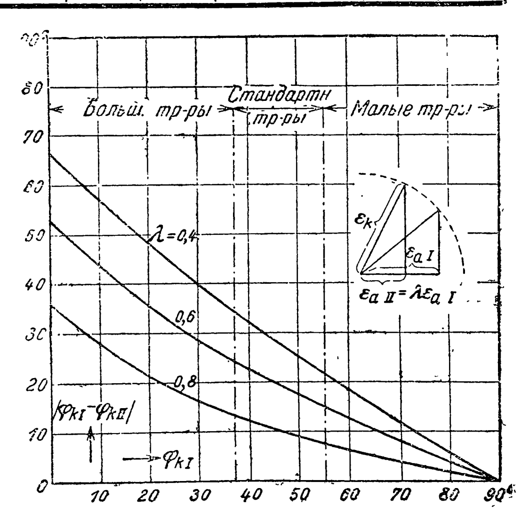
кого замыкания соблюдены также значения активных составляющих номинального напряжения короткого замыкания. Чтобы показать влияние изменения активной составляющей, на фиг. 91 представлено в зависимости от угла $\varphi_{k\text{I}}$ изменение разности углов $(\varphi_{k\text{I}} - \varphi_{k\text{II}})$ в случае, если при неизменном номинальном напряжении короткого замыкания активная составляющая трансформатора *II* в λ раз больше активной составляющей трансформатора *I*, т. е. $\varepsilon_{a\text{II}} = \lambda\varepsilon_{a\text{I}}$, причем λ принята равной 0,4; 0,6; 0,8.

ТАБЛИЦА 3

Относительное номинальное напряжение короткого замыкания ε_k в %, его активная составляющая ε_a и угол φ_k $\left(\cos\varphi_k = \frac{\varepsilon_a}{\varepsilon_k}\right)$ у стандартных трансформаторов по DIN VDE 2600

		Мощность в kVA						
		5	10	20	30	50	75	100
Группа соединения A_2 5 000 V	ε_k	4,2	4,0	3,9	3,8	3,6	3,5	3,5
	ε_a	3,3	3,0	2,8	2,6	2,5	2,3	2,3
	φ_k	38°13′	41°25′	44°7′	46°50′	46°1′	48°55′	53°8′
Группа соединения A_2 20 000 V	ε_k	4,6	4,5	4,4	4,3	4,1	3,9	3,8
	ε_a	3,3	3,0	2,8	2,6	2,5	2,3	2,3
	φ_k	44°10′	48°11′	50°29′	52°48′	52°26′	53°52′	56°27′

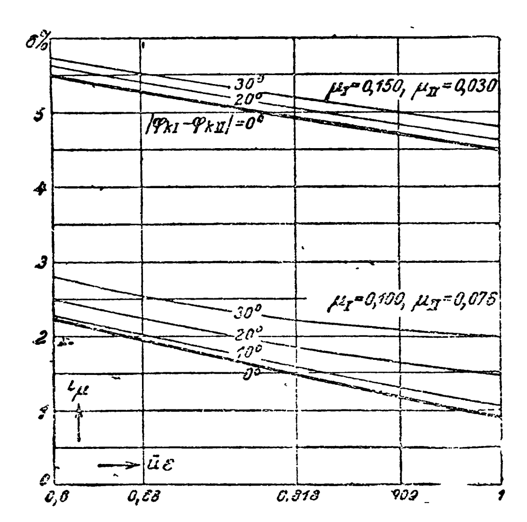
Мы видим, что при малых трансформаторах ($\varphi_{k\text{I}}$ мал) влияние λ на разность углов $(\varphi_{k\text{I}} - \varphi_{k\text{II}})$ очень велико. Трансформаторы меньшей мощностью, чем 5 kVA, едва ли целесообразно включать параллельно на общие шины. Поэтому практически имеет смысл рассматривать область $\varphi_{k\text{I}} > 37°$. Для $\lambda = 0,8$, т. е. при активной составляющей $\varepsilon_{a\text{II}}$, на 20% меньшей, чем $\varepsilon_{a\text{I}}$, при $\varphi_{k\text{I}} = 37°$ разность углов $(\varphi_{k\text{I}} - \varphi_{k\text{II}})$ равна приблизительно 13°. При увеличении мощности разность углов падает очень быстро. Она составляет у наибольшего стандартного трансформатора 100 kVA при $\lambda = 0,8$ только 8°, при $\lambda = 0,6$ составляет 15°, а при еще больших мощностях значительно меньше.



Фиг. 91. Влияние неравенства активных составляющих ε_a номинального напряжения короткого замыкания на разность углов $(\varphi_{k\text{I}} - \varphi_{k\text{II}})$.

Если принять во внимание, что трансформаторы очень малой мощности не включаются параллельно на общие шины, то разность углов практически не превышает 10°. В неблагоприятных случаях она может достигнуть 20°, между тем как разность углов в 30° представит необыкновенный случай, который может иметь место только при очень малых трансформаторах.

е) **Влияние относительных намагничивающих токов.** Для величины относительного добавочного тока, который вызывается преимущественно намагничивающими токами, получаем по уравнению (139а)



Фиг. 92. Относительное значение уравнительного тока ι_μ для меньшего трансформатора, обусловленное неравенством относительных намагничивающих токов μ_1 и μ_2; отношение номинальных мощностей взято 3.

$$\iota_\mu = \zeta\eta \left| \frac{\mu_I - \ddot{u}\varepsilon\mu_{II}}{\eta + \ddot{u}\varepsilon} \right|. \quad (140)$$

Подставим еще $\ddot{u}\varepsilon = 1$ и получим для $\varphi_{kI} = \varphi_{kII}$ и $\ddot{u}\varepsilon = 1$

$$\iota_\mu = \frac{\zeta\eta}{1+\eta} |\mu_I - \mu_{II}|, \quad (140')$$

т. е. в этом случае относительный уравнительный ток пропорционален разности относительных намагничивающих токов. Примем среднее значение для ζ равным 0,5, тогда получим для $\eta=3$

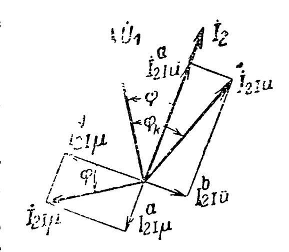
$$\iota_\mu = \frac{3}{8} |\mu_I - \mu_{II}|. \quad (140'')$$

Допустим, например, что относительный намагничивающий ток трансформатора *I* имеет величину $\mu_I = 0{,}100$, то согласно главе А 8с при таких же магнитных нагрузках и геометрическом подобии больший трансформатор *II* будет иметь $\mu_{II} \approx \frac{0{,}100}{\sqrt[4]{\eta}} = \frac{0{,}100}{\sqrt[4]{3}} = 0{,}076$. В этом случае уравнительный ток получается по уравнению (140″) равным только 0,9% номинального тока меньшего трансформатора. Если возьмем совершенно необыкновенный случай, что $\mu_I = 0{,}150$ и $\mu_{II} = 0{,}030$, так что $\mu_I - \mu_{II} = 0{,}12$, тогда для трансформатора *I* относительный уравнительный ток равен 4,5%.

Чтобы показать влияние произведения $\ddot{u}\varepsilon$ и разности углов $(\varphi_{kI} - \varphi_{kII})$ на относительный уравнительный ток ι_μ, на фиг. 92 при неблагоприятном для меньшего трансформатора случае $\eta=3$ нанесены кривые ι_μ как функции $\ddot{u}\varepsilon$ при различных разностях углов для относительных намагничивающих токов $\mu_I = 1{,}150$ и $\mu_{II} = 0{,}030$, а также и для $\mu_I = 0{,}100$ и $\mu_{II} = 0{,}076$. Особо отмечены на фиг. 92 ординаты для наименее благоприятных значе-

ний $\ddot{u}\varepsilon$, определенных в отделе „с“, именно для $\ddot{u}\varepsilon = 0{,}909$, 0,818 и 0,68. Из этих кривых видно, что отклонение $\ddot{u}\varepsilon$ от единицы и угла $(\varphi_{k\,\mathrm{I}} - \varphi_{k\,\mathrm{II}})$ от нуля значительно влияет только при небольшом различии намагничивающих токов, при котором относительный уравнительный ток очень незначителен и практически не имеет значения, так что для практических целей уравнение (140') дает удовлетворительное решение.

Составляющая уравнительного тока для $\varphi_{k\,\mathrm{I}}' - \varphi_{k\,\mathrm{II}} = 0$, отнесенная к нагрузочному току вторичной сети, определяется уравнением (139а). Если, как правило, $\mu_{\mathrm{I}} > \ddot{u}\varepsilon\mu_{\mathrm{II}}$, то для практического случая, когда угол между током и напряжением $0° < \varphi \leqslant 90°$ (ср. фиг. 88 и 93), составляющая $I^a_{2\mathrm{I}\mu}$ действует навстречу нагрузочному току, уменьшая, следовательно, при нагрузке ток меньшего трансформатора. Составляющая уравнительного тока в большем трансформаторе, наоборот, направлена одинаково с нагрузочным током и повышает нагрузку, причем разумеется, что здесь относительный уравнительный ток при $\eta = 3$ составляет только треть уравнительного тока, отнесенного к трансформатору I и изображенного на фиг. 92. Если оба трансформатора одинаковой мощности ($\eta = 1$), то для обоих трансформаторов получается одинаковый уравнительный ток, равный около $\frac{2}{3}$ представленного на фиг. 92 относительного уравнительного тока.

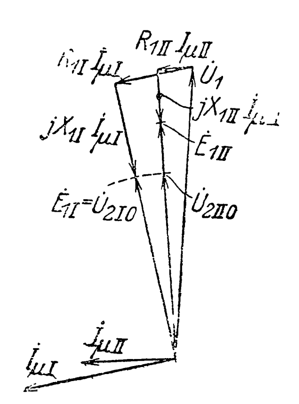


Фиг. 93. Уравнительные токи $I_{2\mathrm{I}\mu}$ для $\mu_{\mathrm{I}} > \ddot{u}\varepsilon\mu_{\mathrm{II}}$ и $I_{2\mathrm{I}\ddot{u}}$ для $\ddot{u}_{\mathrm{I}} > \ddot{u}_{\mathrm{II}}$.

Но иногда относительный намагничивающий ток большего трансформатора может быть больше, чем меньшего, или нагрузка может оказаться полностью или частично емкостной $(-90° \leqslant \varphi < 0°)$. Тогда при $\mu_{\mathrm{I}} < \ddot{u}\varepsilon\mu_{\mathrm{II}}$ составляющая уравнительного тока активная меняет свой знак по уравнению (139а), и нагрузка током малого трансформатора увеличивается. Хотя последний случай встречается редко, с ним все-таки нужно считаться. Так как появляющийся вследствие различия относительных намагничивающих токов уравнительный ток может быть почти чистой активной составляющей $(\varphi \approx \pm 90°)$, то для того, чтобы он в этом неблагоприятном случае достигал только 5% номинального тока, необходимо требовать, чтобы разность относительных намагничивающих токов не превышала 0,12.

Мы принимаем коэфициент трансформации [уравнения (133а) и (133b)] равным отношению вторичного числа витков к первичному в соответствии с § 11 RET 1930 г., причем вторичной является обмотка высокого напряжения. Но экспериментально коэфициент трансформации определяется отношением напряжений холостого хода (гл. I,а), как и в понимании § 11 старых RET 1923 г. Если отношения напряжений холостого хода параллельно работающих трансформаторов равны, мы получаем меньшие уравнительные токи, чем в случае равенства отношений числа витков. На фиг. 94 представлена диаграмма холостого хода двух

параллельно включенных трансформаторов, причем для наглядности отношение витков трансформатора I принято за единицу. Если бы отношение витков трансформатора II также было равно единице, то вторичное напряжение холостого хода $\dot{U}_{2\,II\,0} = \dot{E}_{1\,II}$ и уравнительный ток был бы пропорционален разности $\dot{E}_{1I} - \dot{E}_{1\,II}$. Если же равны отношения напряжений холостого хода, то $\dot{U}_{2\,II\,0} = \dot{U}_{2I0}$ и уравнительный ток пропорционален $\dot{U}_{2I0} - \dot{U}_{2II0}$.



Фиг. 94. Диаграмма холостого хода двух параллельно работающих трансформаторов.

Он уменьшается в отношении $\frac{\varepsilon_a}{\varepsilon_k}$, т. е. в отношении активной составляющей к полному относительному номинальному напряжению короткого замыкания трансформатора. Следовательно, для больших трансформаторов (ε_a и $\cos\varphi_k$ малы) старое толкование RET дает значительно меньший уравнительный ток. Уравнительный ток был бы равен нулю, если бы $R_{1I} = R_{1II} = 0$ или $R_{1I}\, I_{\mu I} = R_{1II}\, I_{\mu II}$.

Для относительного добавочного нагрузочного тока ι_ε, который вызывается, главным образом, неравенством номинальных напряжений короткого замыкания, практически безразлично, вводится ли отношение числа витков или напряжений холостого хода [Л. 61, стр. 485 и 486].

f) Влияние неравенства коэфициентов трансформации. Относительный уравнительный ток, вызываемый, главным образом, различием коэфициентов трансформации, получаем из уравнения (139b):

$$\iota_{\ddot{u}} = \frac{\eta}{(\eta + \ddot{u}\varepsilon)\,\varepsilon_{k\,I}} \left| 1 - \ddot{u} \right|. \tag{141}$$

Он пропорционален разности $(1 - \ddot{u})$ и обратно пропорционален относительному номинальному напряжению короткого замыкания $\varepsilon_{k\,I}$. Для $\eta = 3$, $\eta + \ddot{u}\varepsilon \approx 4$, и мы можем написать

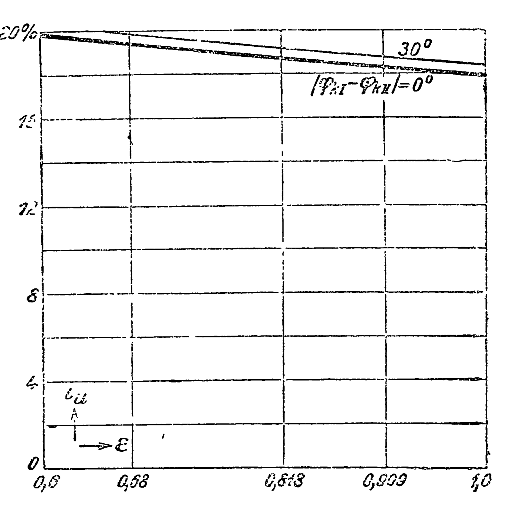
$$\iota_{\ddot{u}} \approx \frac{3}{4} \left| \frac{1 - \ddot{u}}{\varepsilon_{k\,I}} \right|. \tag{141'}$$

У стандартных трансформаторов среднее значение $\varepsilon_{k\,I} = 0{,}042$ и

$$\iota_{\ddot{u}} \approx 18 \,|\, 1 - \ddot{u} \,|. \tag{141''}$$

Отклонение отношения коэфициентов трансформации на 1% от единицы дает уравнительный ток в 18% от номинального тока. Большие высоковольтные трансформаторы менее чувствительны, так как у них номинальное напряжение короткого замыкания может быть раза в три больше номинального напряжения короткого замыкания стандартных трансформаторов.

Чтобы оценить влияние отношения ε относительных номинальных напряжений короткого замыкания и разности углов $\varphi_{k\,\mathrm{I}} - \varphi_{k\,\mathrm{II}}$ на относительный уравнительный ток, величина которого не зависима от φ, на фиг. 95 представлен относительный уравнительный ток при $\varepsilon_{k\,\mathrm{I}} = 4{,}2\%$ и $(1 - \ddot{u}) = 1\%$, как функция ε для разности углов $(\varphi_{k\,\mathrm{I}} - \varphi_{k\,\mathrm{II}})$, равной 0° и 30°. η опять принято равным 3. Для $|\varphi_{k\,\mathrm{I}} - \varphi_{k\,\mathrm{II}}|$, равного 10° и 20°, кривые ложатся так близко к кривой для $\varphi_{k\,\mathrm{I}} - \varphi_{k\,\mathrm{II}} = 0°$, что их трудно начертить. Кривые показывают, что влияние ε на относительный уравнительный ток очень незначительно, а влияние разности углов $(\varphi_{k\,\mathrm{I}} - \varphi_{k\,\mathrm{II}})$ почти исчезает.



Фиг. 95. Относительный уравнительный ток $i_{\ddot{u}}$ при отклонении коэфициентов трансформации на 1% и $\varepsilon_{kI} = 4{,}2\%$ для меньшего трансформатора при $\eta = 3$.

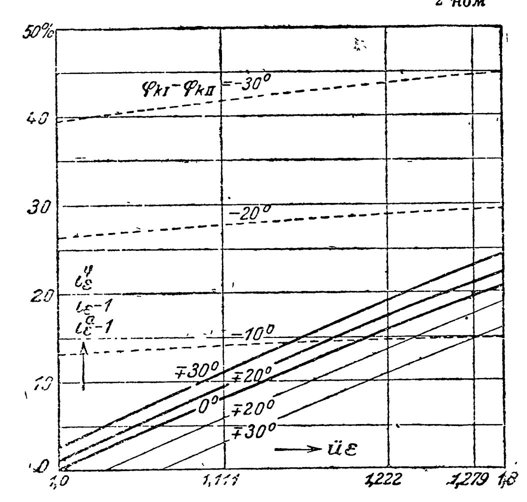
Относительный уравнительный ток обратно пропорционален $\varepsilon_{k\,\mathrm{I}}$ и пропорционален $1 - \ddot{u}$. Если примем относительный уравнительный ток равным приблизительно 5% от номинального тока, то при $\varepsilon_{k\,\mathrm{I}} = 4{,}2\%$ отношение коэфициентов трансформации должно отличаться от единицы не более как на 0,3%. При малом относительном номинальном напряжении короткого замыкания, как это имеет место у стандартных трансформаторов, коэфициенты трансформации параллельно включенных трансформаторов должны быть очень точно подогнаны. На фиг. 93 представлено положение уравнительных токов, обусловленных неравенством коэфициентов трансформации и намагничивающих токов, а также их составляющие, отнесенные к нагрузочному току для малого трансформатора (I) при $\varphi_{k\,\mathrm{I}} = \varphi_{k\,\mathrm{II}}$, причем принято, что относительный намагничивающий ток и коэфициент трансформации малого трансформатора больше, чем у другого трансформатора. В этом случае ($\ddot{u}_{\mathrm{I}} > \ddot{u}_{\mathrm{II}}$, $\mu_{\mathrm{I}} > \mu_{\mathrm{II}}$) оба уравнительных тока $I_{2\,\mathrm{I}\,\mu}$ и $I_{2\,\mathrm{I}\,\ddot{u}}$ отчасти взаимно уничтожаются; их активные составляющие можно совершенно уничтожить соответствующим подбором коэфициента трансформации ($\ddot{u} < 1$). В этом последнем случае по фиг. 93 должно быть

$$I_{2\,\mathrm{I}\,\ddot{u}} \cos(\varphi - \varphi_k) = I_{2\,\mathrm{I}\,\mu} \sin \varphi. \tag{142}$$

Если относительный намагничивающий ток меньшего трансформатора меньше, чем большого, то это достигается посред-

ством коэфициента трансформации, который меньше, чем коэфициент трансформации большого трансформатора. Составляющие уравнительных токов на фиг. 93 меняют тогда все свои знаки.

g) Влияние неравенства номинальных напряжений короткого замыкания. Нам осталось еще рассмотреть зависящую от нагрузки добавочную составляющую тока, которая определяется, главным образом, отношением номинальных напряжений короткого замыкания. Особого внимания заслуживает случай, когда сеть нагружается номинальным током, который равен алгебраической сумме номинальных токов параллельно включенных трансформаторов, следовательно, $\frac{I_2}{I_{2\,ном}} = 1$. Излишек ι_ε^a над единицей представляет согласно уравнению (139c) перегрузку трансформаторов.



Фиг. 96. Добавочная относительная „активная составляющая" $\iota_\varepsilon^a - 1$ (тонкая линия), „реактивная составляющая" ι_ε^r (пунктирная) и добавочный относительный нагрузочный ток $\iota_\varepsilon - 1$ (толстая линия для меньшего трнасформатора при $\eta = 3$).

Мы получаем при $\frac{I_2}{I_{2\,ном}} = 1$.

$$\iota_\varepsilon^a - 1 = \frac{\eta(\ddot{u}\varepsilon - 1)}{\eta + \ddot{u}\varepsilon}. \quad (143)$$

Перегрузка трансформатора наступает при $\ddot{u}\varepsilon > 1$, следовательно, когда меньший трансформатор имеет меньшее номинальное напряжение короткого замыкания и тем больше, чем больше произведение $\ddot{u}\varepsilon$ и чем больше η.

На фиг. 96 жирные кривые представляют добавочный нагрузочный ток $\iota_\varepsilon^a - 1$ при $\eta = 3$ как функцию произведения $\ddot{u}\varepsilon$ для случая $\varphi_{k\,I} - \varphi_{k\,II} = 0°$, подсчитанный по уравнению (143). Меньший трансформатор согласно фиг. 96 при значениях $\ddot{u}\varepsilon$, равных 1,111, 1,222 и 1,279, перегружается на 8,1; 15,8 и 19,6%. Эта перегрузка током соответствует тепловой перегрузке обмоток на 16,34 и 43%. Следовательно, различие в номинальных напряжениях короткого замыкания, допускаемое RET 1930 г., оказывает большое влияние на перегрузку трансформатора. Перегрузка может еще увеличиться вследствие уравнительных токов, вызванных намагничивающими токами и различными коэфициентами трансформации.

Если разность углов $\varphi_{k\,I} - \varphi_{k\,II}$ не равна нулю, то относительный добавочный активный ток $\iota_\varepsilon^a - 1$ уменьшается; появляется еще реактивный ток ι_ε^r, который увеличивает относительный результирующий добавочный ток $\iota_\varepsilon - 1$. На фиг. 96 тонкие кри-

вые представляют добавочную активную составляющую $\iota_\varepsilon^a - 1$ для меньшего трансформатора при $\eta = 3$, пунктирные кривые — реактивную составляющую и толстые кривые — результирующий добавочный нагрузочный ток $\iota_\varepsilon - 1$ при различных разностях углов. Если принять разность углов $\varphi_{k\,\mathrm{I}} - \varphi_{k\,\mathrm{II}} = 20°$, что представляет уже очень неблагоприятный случай, то, как видно из фиг. 96, для рассмотренных здесь частичных токов практически можно пренебрегать влиянием разности углов $\varphi_{k\,\mathrm{I}} - \varphi_{k\,\mathrm{II}}$.

h) Компенсация добавочного нагрузочного тока. Совпадающую по фазе с током вторичной сети составляющую результирующего добавочного тока, который вызывается различием номинальных напряжений короткого замыкания, относительных намагничивающих токов и коэфициентов трансформации, мы можем при определенном состоянии нагрузки компенсировать соответствующим подбором коэфициента трансформации. Совпадающая по фазе с I'_2 добавочная составляющая тока делается при нагрузке номинальным током равной нулю, если

$$\iota_\varepsilon^a - 1 + \iota_{\ddot{u}}^a + \iota_u^a = 0. \tag{144}$$

Отсюда и по уравнениям (143), (139) и (139b) получаем коэфициент трансформации

$$\ddot{u} = \frac{\varepsilon_{k\,\mathrm{I}} + \zeta\varepsilon_{k\,\mathrm{I}}\,\mu_{\mathrm{I}} \sin\varphi - \cos(\varphi - \varphi_k)}{\varepsilon\varepsilon_{k\,\mathrm{I}} + \zeta\varepsilon\varepsilon_{k\,\mathrm{I}}\,\mu_{\mathrm{II}} \sin\varphi - \cos(\varphi - \varphi_k)} \tag{144a}$$

или

$$1 - \ddot{u} = \frac{\varepsilon_{k\,\mathrm{I}}\,[1 - \varepsilon + \zeta(\mu_{\mathrm{I}} - \varepsilon\mu_{\mathrm{II}})\sin\varphi]}{\cos(\varphi - \varphi_k) - \varepsilon\varepsilon_{k\,\mathrm{I}} - \zeta\varepsilon\varepsilon_{k\,\mathrm{I}}\,\mu_{\mathrm{II}} \sin\varphi}. \tag{144b}$$

Сдвинутая по фазе на $\frac{1}{4}$ периода по отношению $\dot{I}_{2\,ном}$ составляющая относительного добавочного тока получается по уравнениям (139a) и (139b):

$$\iota^r = \frac{\eta}{\eta + \ddot{u}\varepsilon}\left[\zeta(\mu_{\mathrm{I}} - \ddot{u}\varepsilon\mu_{\mathrm{II}})\cos\varphi + \frac{1 - \ddot{u}}{\varepsilon_{k\,\mathrm{I}}}\sin(\varphi - \varphi_k)\right]. \tag{144c}$$

Эта составляющая при напряжении, опережающем нагрузочный ток (φ положительно), обыкновенно так мала, что результирующий ток очень мало возрастает. При опережающем токе, однако, необходима осторожность. По уравнению (144c) появляется сильная составляющая, перпендикулярная к нагрузочному току, которая может оказаться во много раз больше номинального тока.

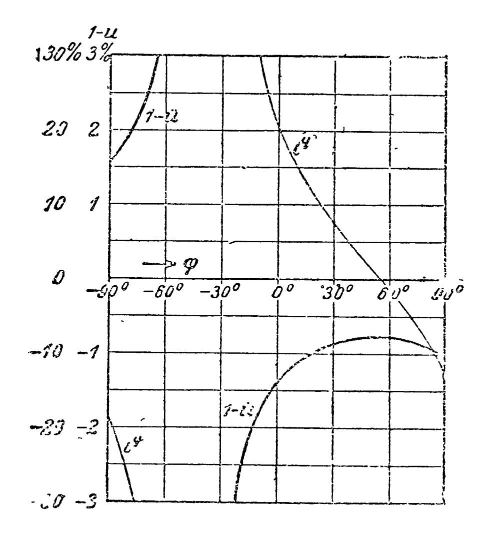
Для случая $\varphi_k = 45°$, $\varepsilon_{k\,\mathrm{I}} = 0{,}042$, $\varepsilon = 1{,}222$, $\zeta = 0{,}5$, $\mu_{\mathrm{I}} = 0{,}150$, $\mu_{\mathrm{II}} = 0{,}030$ и $\eta = 3$ на фиг. 97 представлены отклонение $1 - \ddot{u}$ коэфициента трансформации $\ddot{u}$ от единицы при „активной составляющей“ тока, равной номинальному току, и „реактивный ток“ ι^r как фунция угла φ. При реактивной составляющей тока, равной 15% от номинального тока, результирующий ток нагрузки становится приблизительно на 1% больше номинального тока. Для

углов $10^\circ \leqslant \varphi \leqslant 90^\circ$ возможно, следовательно, в нашем случае перегрузку трансформатора, которая появляется при одинаковых коэфициентах трансформации и составляет 15,8% (намагничивающим током пренебрегаем), устранить соответствующим выбором коэфициентов трансформации. При угле $\varphi = 0^\circ$ остается еще перегрузка в 2%. В большинстве практических случаев влиянием относительных намагничивающих токов пренебрегают. Тогда уравнения (144b) и (144c) примут вид

$$1 - \ddot{u} \approx \frac{(1-\varepsilon)\,\varepsilon_{k\mathrm{I}}}{\cos(\varphi - \varphi_k) - \varepsilon\varepsilon_{k\mathrm{II}}}, \qquad (144'\mathrm{b})$$

$$\iota^r \approx \frac{\eta(1-\varepsilon)}{\eta + \ddot{u}\varepsilon} \operatorname{tg}(\varphi - \varphi_k). \qquad (144'\mathrm{c})$$

С помощью уравнения (144c) мы можем легко решить, остается ли в данном случае при предельных значениях, какие может принимать φ, реактивная составляющая ι^r в умеренных границах или же благоприятная параллельная работа должна обеспечиваться изменением коэфициента трансформации у одного из двух параллельно работающих трансформаторов.



Фиг. 97. Отклонение $1 - \ddot{u}$ отношения $\ddot{u}$ коэфициентов трансформации от 1, при котором активная составляющая добавочного нагрузочного тока обращается в нуль и „реактивная составляющая" ι^r.

Изменение коэфициента трансформации в желаемых пределах у уже установленного трансформатора трудно осуществимо. Для этой цели можно делать отключаемыми несколько витков первичной или вторичной обмотки. В практике при большой разнице в номинальных напряжениях короткого замыкания полезно включать добавочный дроссель перед обмоткой трансформатора с меньшим номинальным напряжением короткого замыкания.

i) Параллельная работа более чем двух трансформаторов. Если более чем два трансформатора включены параллельно первично и вторично, то токи отдельных трансформаторов можно определить таким же образом, как и при двух трансформаторах. Вместо двух уравнений (135a) и (135b) получаем при n параллельно включенных трансформаторах n соответствующих уравнений. Образуя разности двух уравнений, получаем $n-1$ новых уравнений, в которых уже не встречается вторичное напряжение U_2. Из этих $n-1$ уравнений и уравнения, соответствующего уравнению (135c), выражающего то, что геометрическая сумма

отдельных токов должна равняться результирующему току, можно определить токи отдельных трансформаторов. Можно показать, что при параллельной работе более чем двух трансформаторов допустимо пренебречь разностью углов φ_k короткого замыкания трансформаторов. Поэтому мы ограничимся рассмотрением случая, когда углы φ_k всех трансформаторов равны друг другу.

Если приведем номинальные токи, номинальные напряжения короткого замыкания и коэфициенты трансформации к соответствующим величинам трансформатора I и напишем отношения

$$\eta_{II} = \frac{I_{2\,ном\,II}}{I_{2\,ном\,I}}, \qquad \eta_{III} = \frac{I_{2\,ном\,III}}{I_{2\,ном\,I}}, \ldots, \tag{145a}$$

$$\varepsilon_{II} = \frac{\varepsilon_{k\,II}}{\varepsilon_{k\,I}}, \qquad \varepsilon_{III} = \frac{\varepsilon_{k\,III}}{\varepsilon_{kI}}, \ldots, \tag{145b}$$

$$\ddot{u}^{II} = \frac{\ddot{u}_{II}}{\ddot{u}_{I}}, \qquad \ddot{u}^{III} = \frac{\ddot{u}_{III}}{\ddot{u}_{I}}, \ldots, \tag{145c}$$

то получим

$$A = (\ddot{u}^{II}\varepsilon_{II} - 1)\cdot\eta_{II}\cdot\ddot{u}^{III}\varepsilon_{III}\cdot\ddot{u}^{IV}\varepsilon_{IV}\cdot\ddot{u}^{V}\varepsilon_{V}\ldots +$$
$$+ (\ddot{u}^{III}\varepsilon_{III} - 1)\cdot\ddot{u}^{II}\varepsilon_{II}\cdot\eta_{III}\cdot\ddot{u}^{IV}\varepsilon_{IV}\cdot\ddot{u}^{V}\varepsilon_{V}\ldots +$$
$$+ (\ddot{u}^{IV}\varepsilon_{IV} - 1)\cdot\ddot{u}^{II}\varepsilon_{II}\cdot\ddot{u}^{III}\varepsilon_{III}\cdot\eta_{IV}\cdot\ddot{u}^{V}\varepsilon_{V}\ldots +$$
$$+ \ldots, \tag{146a}$$

$$B = \ddot{u}^{II}\varepsilon_{II}\cdot\ddot{u}^{III}\varepsilon_{III}\cdot\ddot{u}^{IV}\varepsilon_{IV}\cdot\ddot{u}^{V}\varepsilon_{V}\ldots, \tag{146b}$$

$$C = \eta_{II}\cdot\ddot{u}^{III}\varepsilon_{III}\cdot\ddot{u}^{IV}\varepsilon_{IV}\cdot\ddot{u}^{V}\varepsilon_{V}\ldots +$$
$$+ \ddot{u}^{II}\varepsilon_{II}\cdot\eta_{III}\cdot\ddot{u}^{IV}\varepsilon_{IV}\cdot\ddot{u}^{V}\varepsilon_{V}\ldots +$$
$$+ \ddot{u}^{II}\varepsilon_{II}\cdot\ddot{u}^{III}\varepsilon_{III}\cdot\eta_{IV}\cdot\ddot{u}^{V}\varepsilon_{V}\ldots +$$
$$+ \ldots, \tag{146c}$$

относительный добавочный нагрузочный ток в трансформаторе I, который появляется при номинальной нагрузке вторичной сети и обусловлен, главным образом, неравенством номинальных напряжений короткого замыкания

$$\iota_{\varepsilon} - 1 = \frac{A}{B + C}. \tag{146}$$

Мы не хотим приводить здесь соответствующих уравнений (ср. Л. 61) для относительных уравнительных токов, вызываемых намагничивающими токами и неравенством коэфициентов трансформации, так как первый уравнительный ток практически очень мал, а второй может устраняться достаточно точным соблюдением коэфициента трансформации. Мы ограничимся тем, что в наиболее неблагоприятном из возможных случаев при любом числе параллельно включенных трансформаторов, принимая во

внимание предписания RET 1930 г., сопоставим появляющиеся относительные частичные токи ι_μ, $\iota_{\breve{u}}$ и $\iota_\varepsilon - 1$ при вольном и дословном толковании § 61 RET 1930 г. В табл. 4 даны эти токи отнесенными к соответствующим токам для случая двух параллельно включенных трансформаторов. Это сопоставление показывает нам, что появляющиеся в самом неблагоприятном случае уравнительные токи ι_μ и $\iota_{\breve{u}}$, например, при $n = 4$, параллельно работающих трансформаторах на 15 и 18% больше, чем токи, возникающие в самом неблагоприятном случае при двух параллельно работающих трансформаторах. Добавочный нагрузочный ток, зависящий от неравенства номинальных напряжений короткого замыкания, при четырех параллельно работающих трансформаторах при вольном толковании § 61 1930 г. на 22% больше, а при дословном толковании — на 17% меньше, чем при двух трансформаторах.

Так как рассмотренные здесь самые неблагоприятные случаи, как правило, не имеют места, то уравнительные токи, вызываемые неравенством коэфициентов трансформации и намагничивающих токов, имеют меньшее значение, и дословное толкование § 61 RET 1930 г. вполне целесообразно. Мы должны считать, таким образом, что параллельная работа нескольких трансформаторов, как правило, не более опасна, чем работа двух параллельно включенных трансформаторов.

ТАБЛИЦА 4

Отношения относительных уравнительных токов ι_μ и $\iota_{\breve{u}}$ и относительного добавочного нагрузочного тока $\iota_\varepsilon - 1$ при n трансформаторах к соответствующим токам при $n = 2$ в наиболее неблагоприятном случае

	Вольное толкование			Дословное толкование		
	$n =$			$n =$		
	3	4	∞	3	4	∞
ι_μ	1,13	1,18	1,30	1,10	1,15	1,26
$\iota_{\breve{u}}$	1,13	1,18	1,30	1,12	1,16	1,28
$\iota_\varepsilon - 1$	1,13	1,22	1,37	0,88	0,83	0,70

k) Группы соединения трансформаторов. В гл. 3,а мы установили, что параллельная работа трансформаторов предполагает, что для всех трансформаторов, если не учитывать падения напряжения, звезда вторичных напряжений сдвинута на тот же самый угол по отношению к звезде первичного напряжения. Этот угол сдвига зависит от схемы соединения обмоток и обозначения зажимов. Если в случае трехфазного трансформатора соединение обмоток и обозначения зажимов осуществлены так, что угол между обеими звездами напряжений равен нулю, то мы получаем группу A таблицы, которая принята RET 1930 г. и представляет схемы соединения обмоток и диаграммы напряже-

ния для применяющихся в Германии групп соединений (стр. 132). В каждой группе даны только практически важные соединения, так что соединение в зигзаг высоковольтной обмотки отсутствует.

В группе A важнейшим является соединение A_2, так как очень охотно соединяют в звезду обмотки высокого напряжения, учитывая хорошее использование пространства и надежность в работе. Однако это соединение, как мы видели в гл. В 2,а, вообще не пригодно для вторичной сети с нулевым проводом. При стержневых трансформаторах при этом допустима только незначительная однофазная нагрузка, не превышающая 10% от номинального тока.

Группа A_3 допускает однофазную нагрузку номинальным током, но на первичной стороне имеется обыкновенно нежелательное соединение в треугольник, а наряду с этим неблагоприятное использование на вторичной стороне.

Поэтому имеется потребность в более благоприятном соединении для распределительных трансформаторов с нулевым проводом на вторичной стороне, каковое и осуществляется группой C.

Здесь при соединениях C_1 и C_3 мы имеем возможность нагружать вторичную сторону однофазно номинальным током. Соединение C_1 имеет хорошее использование вторичной обмотки, но требуется соединение в треугольник первичной обмотки, и поэтому соединение C_1 подходит для больших трансформаторов, у которых соединение в треугольник менее убыточно вследствие относительно больших сечений проводников обмотки.

Соединение C_3 имеет на первичной стороне удобное соединение в звезду, но зато на вторичной стороне — зигзаг; оно подходит поэтому, главным образом, для малых распределительных трансформаторов. Соединение C_2 не может осуществляться с нулевым проводом на вторичной стороне; оно применимо для главных трансформаторов больших центральных станций и подстанций.

Этими двумя группами A и C могут удовлетворяться все случаи практики, так что было бы излишним применение других групп соединений. В общем можно при помощи различных присоединений и обозначений клемм образовать 12 групп, у которых угол сдвига между звездами вторичных и первичных напряжений меняется через 30° от 0 до 360°. В Германии практически применяются кроме групп A и C еще группы B и D, так как старые установки имеют эти соединения и параллельная работа требует, чтобы новые трансформаторы по соединениям обмоток относились к этим же группам. Трансформаторы группы D можно, впрочем, перевести в группу C изменением обозначений зажимов, например, переменой зажимов U и V и v и w.

Группа E применима к однофазным трансформаторам и не требует особых пояснений.

СХЕМА ГРУППЫ СОЕДИНЕНИЯ ОБМОТОК ТРАНСФОРМАТОРОВ

(по VDE Regeln für die Bewertung und Prüfung von Transformatoren, S. 7. Tafel 1)

I. Трехфазные трансформаторы		Диаграммы векторов		Схема соединений	
		Высшее напряжение	Низшее напряжение	Высшее напряжение	Низшее напряжение
Группа A	A_1				
	A_2				
	A_3				
Группа B	B_1				
	B_2				
	B_3				
Группа C	C_1				
	C_2				
	C_3				
Группа D	D_1				
	D_2				
	D_3				
II. Однофазные трансформаторы Группа E					
		Намотка катушек в одинаковом направлении			

Е. СПЕЦИАЛЬНЫЕ ВКЛЮЧЕНИЯ

1. ТРАНСФОРМАТОР С ТРЕМЯ ОБМОТКАМИ

На больших центральных станциях часто бывает, что от одной высоковольтной сети питаются две другие сети с различными низшими напряжениями. В этих случаях в последнее время стали применять один трансформатор с тремя обмотками.

В настоящем разделе мы рассмотрим определение падения напряжения в таком трансформаторе.

Мы можем написать три уравнения для напряжений $\dot{U}_1$, $\dot{U}_2$ и $\dot{U}_3$ трансформатора:

$$\dot{U}_1 = -[R_1\dot{I}_1 + jX_1\dot{I}_1 + jX_{12}\dot{I}_2 + jX_{13}\dot{I}_3], \tag{147a}$$

$$\dot{U}_2 = -[R_2\dot{I}_2 + jX_2\dot{I}_2 + jX_{23}\dot{I}_3 + jX_{12}\dot{I}_1], \tag{147b}$$

$$\dot{U}_3 = -[R_3\dot{I}_3 + jX_3\dot{I}_3' + jX_{13}\dot{I}_1 + jX_{23}\dot{I}_2], \tag{147c}$$

в которых X_1, X_2 и X_3 — полные реактивные сопротивления 1, 2 и 3 обмоток трансформатора (ср. гл. I, 3,a, т. II), а X_{12}, X_{13} X_{23} — реактивные сопротивления взаимоиндукции между обмотками 1 и 2, 1 и 3, 2 и 3.

Приведем все величины уравнений (147a), (147b) и (147c) к числу витков обмотки 1, следовательно,

$$I_2' = \frac{w_2}{w_1} I_2, \tag{148a}$$

$$I_3' = \frac{w_3}{w_1} I_3, \tag{148b}$$

$$R_2' = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 R_2, \tag{148c}$$

$$R_3' = \left(\frac{w_1}{w_3}\right)^2 R_3. \tag{148d}$$

Тогда уравнения (147a), (147b) и (147c) примут вид:

$$\dot{U}_1 = -\left[R_1\dot{I}_1 + jX_1\dot{I}_1 + j\frac{w_1}{w_2}X_{12}\dot{I}_2' + j\frac{w_1}{w_3}X_{13}\dot{I}_3'\right], \tag{149a}$$

$$\dot{U}_2' = -\left[R_2'\dot{I}_2' + j\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 X_2\dot{I}_2' + j\frac{w_1^2}{w_2 w_3}X_{23}\dot{I}_3' + j\frac{w_1}{w_2}X_{12}\dot{I}_1\right], \tag{149b}$$

$$\dot{U}_3' = -\left[R_3'\dot{I}_3' + j\left(\frac{w_1}{w_3}\right)^2 X_3\dot{I}_3' + j\frac{w_1}{w_3}X_{13}\dot{I}_1 + j\frac{w_1^2}{w_2 w_3}X_{23}\dot{I}_2'\right]. \tag{149c}$$

Пренебрегая намагничивающим током [1]), можем написать

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2' + \dot{I}_3' = 0. \tag{149d}$$

Образуем разности уравнений (149a) и (149b) и уравнений

[1]) Излагаемый метод совпадает с методом, данным в работе проф. Брюдерлинка (Brüderlink).

(149a) и (149c) и заменяем в выражении первой разности ток $\dot{I}_3'$ по уравнению (149d) и во второй — ток $\dot{I}_2'$, тогда получим

$$\dot{U}_2' = \dot{U}_1 + (R_1 + jX_{\sigma 1})\, \dot{I}_1 - (R_2' + jX'_{\sigma 2})\, \dot{I}_2', \qquad (150a)$$

$$\dot{U}_3' = \dot{U}_1 + (R_1 + jX_{\sigma 1})\, \dot{I}_1 - (R_3' + jX'_{\sigma 3})\, \dot{I}_3', \qquad (150b)$$

где для сокращения

$$X_{\sigma 1} = X_1 - \frac{w_1}{w_2} X_{12} + \frac{w_1^2}{w_2 w_3} X_{23} - \frac{w_1}{w_3} X_{13}, \qquad (151a)$$

$$X'_{\sigma 2} = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 X_2 - \frac{w_1^2}{w_2 w_3} X_{23} + \frac{w_1}{w_3} X_{13} - \frac{w_1}{w_2} X_{12}, \qquad (151b)$$

$$X'_{\sigma 3} = \left(\frac{w_1}{w_3}\right)^2 X_3 - \frac{w_1}{w_3} X_{13} - \frac{w_1^2}{w_2 w_3} X_{23} + \frac{w_1}{w_2} X_{12}. \qquad (151c)$$

Сложим уравнения (151a) и (151b):

$$X_{\sigma 1} + X'_{\sigma 2} = \left(X_1 - \frac{w_1}{w_2} X_{12}\right) + \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 \left(X_2 - \frac{w_2}{w_1} X_{12}\right) =$$

$$= X_{1\sigma\, 12} + X'_{2\sigma\, 12} = X_{\sigma\, 12}. \qquad (152a)$$

Это реактивное сопротивление рассеяния может быть измерено на обмотке 1, при разомкнутой обмотке 3 и замкнутой накоротко обмотке 2.

Так же получаем сложением уравнений (151a) и (151c)

$$X_{\sigma 1} + X'_{\sigma 3} = \left(X_1 - \frac{w_1}{w_3} X_{13}\right) + \left(\frac{w_1}{w_3}\right)^2 \left(X_3 - \frac{w_3}{w_1} X_{13}\right) = X_{\sigma 13} \qquad (152b)$$

реактивное сопротивление рассеяния, которое может быть измерено на обмотке 1 при разомкнутой обмотке 2 и замкнутой накоротко обмотке 3. Наконец, сложением уравнений (151b) и (151c) получаем

$$X'_{\sigma 2} + X'_{\sigma 3} = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 \left(X_2 - \frac{w_2}{w_3} X_{23}\right) +$$

$$+ \left(\frac{w_2}{w_3}\right)^2 \left(X_3 - \frac{w_3}{w_1} X_{23}\right) = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 X_{\sigma 23} = X'_{\sigma 23} \qquad (152c)$$

пересчитанное на число витков обмотки 1 $\left[\text{в отношении } \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2\right]$ реактивное сопротивление рассеяния обмотки 2 при разомкнутой обмотке 1 и замкнутой накоротко обмотке 3.

Из уравнений (152a), (152b) и (152c) получаем

$$X_{\sigma 1} = \frac{X_{\sigma\, 12} + X_{\sigma\, 13} - X'_{\sigma\, 23}}{2}, \qquad (153a)$$

$$X'_{\sigma 2} = \frac{X'_{\sigma\, 23} + X_{\sigma\, 12} - X_{\sigma\, 13}}{2}, \qquad (153b)$$

$$X'_{\sigma 3} = \frac{X'_{\sigma 23} + X_{\sigma\, 13} - X_{\sigma\, 12}}{2}. \qquad (153c)$$

Значения этих сопротивлений подставляются в уравнения (150a) и (150b), чтобы при заданном напряжении $\dot{U}_1$ обмотки 1 и заданных нагрузочных токах трех обмоток получить напряжения на других обмотках, приведенные к числу витков обмотки 1. Величина и фаза токов $\dot{I}_1$, $\dot{I}_2'$, $\dot{I}_3'$ могут при этом быть любыми при условии соблюдения равенства (149d).

Если угол сдвига фаз между током и напряжением на зажимах у двух обмоток, например, 1-й и 2-й, тупой, то эти обмотки принимают мощность от сети, в то время как третья обмотка отдает свою мощность в сеть.

Реактивное сопротивление рассеяния $X_{\sigma 12}$, $X'_{\sigma 23}$ и $X_{\sigma 13}$ можно подсчитать для каждого заданного расположения обмоток по уравнениям, данным в гл. B,1.

Если

$$X_{\sigma 12} = X'_{\sigma 23} = X_{\sigma 13} = X_{\sigma}, \tag{154}$$

как это может быть у дисковой обмотки с большим числом катушек q, то уравнения (150a) и (150b) переходят в уравнения:

$$\dot{U}_2' = \dot{U}_1 + R_1\dot{I}_1 + j\frac{X_\sigma}{2}\dot{I}_1 - R_2'\dot{I}_2' - j\frac{X_\sigma}{2}\dot{I}_2', \tag{154a}$$

$$\dot{U}_3' = \dot{U}_1 + R_1\dot{I}_1 + j\frac{X_\sigma}{2}\dot{I}_1 - R_3'\dot{I}_3' - j\frac{X_\sigma}{2}\dot{I}_3'. \tag{154b}$$

Для диаграммы токов на фиг. 98, *b*, которая предполагает, что только обмотка 1 принимает мощность, на фиг. 98, *a*, представлена диаграмма напряжений, причем принято, что каждая из трех реактивных составляющих относительного номинального напряжения короткого замыкания составляет 40% от U_1, а потери в активном сопротивлении в каждой обмотке равны 10% от их мощностей.

У цилиндрических обмоток зависимость между реактивными сопротивлениями $X_{\sigma 12}$, $X'_{\sigma 23}$, $X_{\sigma 13}$ обусловлена взаимным расположением обмоток. Если три обмотки образуют три концентрических цилиндра, то мы можем различать два случая. В первом случае обмотка 1, которую мы в данный момент считаем принимающей мощность, должна быть внешней или внутренней обмоткой.

Допустим, что все обмотки имеют приблизительно одинаковую ширину ($a_1 \approx a_2 \approx a_3$) и одинаковые каналы δ_{12} и δ_{23} ($\delta_{12} = \delta_{23}$), тогда

$$X_{\sigma 12} = X'_{\sigma 23} = \frac{1}{2} X_{\sigma 13}, \tag{155}$$

и уравнения (150a) и (150b) представятся в виде:

$$\dot{U}_2' = \dot{U}_1 + R_1\dot{I}_1 + j\frac{X_{\sigma 13}}{2}\dot{I}_1 - R_2'\dot{I}_2', \tag{155a}$$

$$\dot{U}_3' = \dot{U}_1 + R_1\dot{I}_1 + j\frac{X_{\sigma 13}}{2}\dot{I}_1 - R_3'\dot{I}_3' - j\frac{X_{\sigma 13}}{2}\dot{I}_3'. \tag{155b}$$

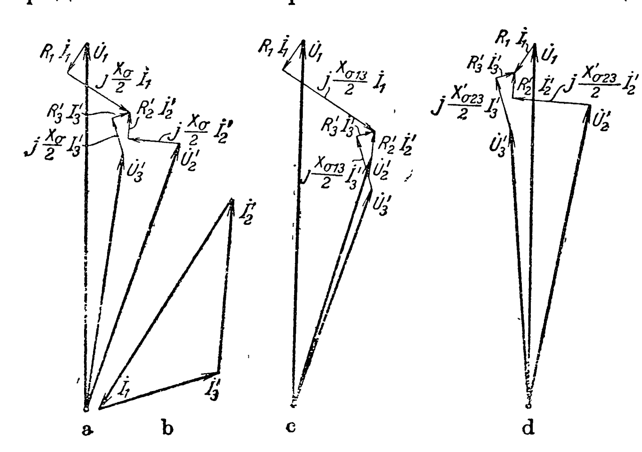
В другом случае обмотка 1 пусть лежит между обмотками 2 и 3, тогда приблизительно

$$X_{\sigma 12} = X_{\sigma 13} = \frac{1}{2} X'_{\sigma 23}, \qquad (156)$$

и мы получаем $$\dot{U}_2' = \dot{U}_1 + R_1 \dot{I}_1 - R_2' \dot{I}_2' - j \frac{X'_{\sigma 23}}{2} \dot{I}_2', \qquad (156a)$$

$$\dot{U}_3' = \dot{U}_1 + R_1 \dot{I}_1 - R_3' \dot{I}_3' - j \frac{X_{\sigma 23}}{2} \dot{I}_3'. \qquad (156b)$$

Диаграммы напряжений для этих обоих случаев расположения цилиндрической обмотки, исходя из диаграммы токов на фиг. 98, *b*, изображены на фиг. 98, *c* и *d*, причем принято, что среднее значение реактивной составляющей трех номинальных напряжений короткого замыкания в каждом случае составляет 40% от U_1 и потери в активном сопротивлении — 10% от мощности каждой обмотки. Из сравнения обеих диаграмм видно, что изменение напряжения значительно меньше (фиг. 98, *d*), если обмотка, принимающая мощность, лежит между обмотками, отдающими мощность.



Фиг. 98. Диаграмма напряжений трехобмоточного трансформатора при постоянном напряжении U_1.

a) $X_{\sigma 12} = X'_{\sigma 23} = X_{\sigma 13} = X_{\sigma}$ b) Диаграмма токов,

c) $X_{\sigma 12} = X'_{\sigma 23} = \frac{1}{2} X_{\sigma 13}$, d) $X_{\sigma 12} = X_{\sigma 13} = \frac{1}{2} X'_{\sigma 23}$.

Различие в относительных номинальных напряжениях короткого замыкания при цилиндрической обмотке сглаживается, если обмотки составлены более чем из трех концентрических цилиндров, расположенных с определенным чередованием.

На фиг. 98, *a* и 98, *c* и *d* относительные номинальные напряжения короткого замыкания ради наглядности взяты преувеличенно большими. Практически они составляют только незначительную часть напряжений, и потому угол сдвига фаз между напряжениями обычно мал. Обозначив угол сдвига фаз между токами в обмотках 1, 2, 3 и напряжением U_1 через φ_1, φ_2 и φ_3, мы можем подсчитать разности напряжений [см. уравнения (150a) и (150b)] по следующим уравнениям:

$$U_1 - U_2' \approx -[R_1 \cos\varphi_1 + X_{\sigma 1} \sin\varphi_1] I_1 + $$
$$+ [R_2' \cos\varphi_2 + X'_{\sigma 2} \sin\varphi_2] I_2', \qquad (157a)$$

$$U_1 - U_3' \approx -[R_1 \cos\varphi_1 + X_{\sigma 1} \sin\varphi_1] I_1 +$$
$$+ [R_3' \cos\varphi_3 + X_{\sigma 3}' \sin\varphi_3] \; I_3', \qquad (157b)$$

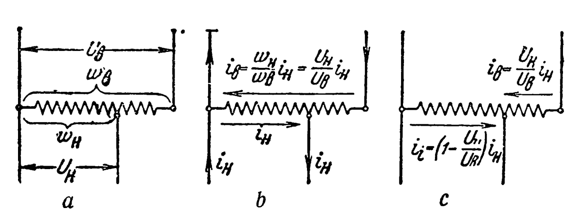
считая при этом, что для тупого угла φ (мощность принимается) $\cos\varphi < 0$ и для токов, опережающих $\dot{U}_1$ на угол $\varphi < \pi$,—$\sin\varphi < 0$. Из разностей напряжений получаем изменения напряжения делением на U_2' и U_3'.

Расчетная мощность трехобмоточного трансформатора равна полусумме кажущихся мощностей трех обмоток:

$$P = \frac{P_1 + P_2 + P_3}{2}. \qquad (157)$$

2. АВТОТРАНСФОРМАТОРЫ И ДОБАВОЧНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

а) Автотрансформатор. Если низшее напряжение трансформатора по величине такого же порядка, как и высшее, то полезно частично объединить обмотки обоих напряжений. Такое соединение одной фазы представлено на фиг. 99, *а*. Обмотка низшего напряжения является частью обмотки высшего напряжения и образуется посредством ответвлений от обмотки высшего напряжения. Поэтому такой трансформатор называют „однообмоточным" в отличие от обыкновенного „двухобмоточного" трансформатора. Правда, при практическом выполнении обе части обмотки (общая и последовательная) располагаются как обе обмотки нормального трансформатора, так что „однообмоточный" трансформатор на самом деле имеет две обмотки (фиг. 100).



Фиг. 99. Схема автотрансформатора и распределение токов.

Фиг. 100. Расположение обмотки автотрансформатора.

Пренебрегая малым падением напряжения в обмотке, мы можем и в однообмоточном трансформаторе выразить отношение напряжений через отношение чисел витков:

$$\frac{U_в}{U_н} = \frac{w_в}{w_н}. \qquad (158)$$

Если примем такой же порядок расчета, как и в гл. I, 3b, т. II (фиг. 20), и пренебрежем током холостого хода, то при нагрузке трансформатора

$$w_н \dot{I}_н + w_в \dot{I}_в = 0. \qquad (159)$$

Отсюда получаем ток в обмотке высокого напряжения

$$\dot{I}_в = -\frac{w_н}{w_в} \dot{I}_н = -\frac{U_н}{U_в} \dot{I}_н \qquad (160)$$

(см. фиг. 99, в которой так же, как и на фиг. 99, *c* и 100, стрелка показывает действительное относительное направление тока). В общей части обмотки протекает сумма первичного и вторичного токов (фиг. 99):

$$\dot{I}_i = \left(1 - \frac{w_н}{w_в}\right) \dot{I}_н = \left(1 - \frac{U_н}{U_в}\right) \dot{I}_н = \left(1 - \frac{U_в}{U_н}\right) \dot{I}_в \qquad (160a)$$

и в последовательно включенной части обмотки ток

$$I_в = -\frac{w_н}{w_в} \dot{I}_н = -\frac{U_н}{U_в} \dot{I}_н. \qquad (160b)$$

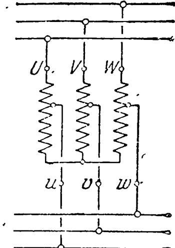
Ток I_i в общей части обмотки, следовательно, меньше, чем ток на стороне низшего напряжения, и становится тем меньше, чем меньше разность высшего и низшего напряжений. Вследствие этого размеры получаются меньше, чем у обыкновенного двухобмоточного трансформатора; следовательно, получается экономия в материале.

При определении размеров трансформатора руководствуются не первичной или вторичной мощностью, так называемой „проходной мощностью“, а мощностью, которая трансформаторно передается с одной обмотки (с током I_i) на другую (с током I_0) и которую назовем „собственной мощностью“. Трансформаторно передаваемая мощность равна произведению э. д. с., индуктированной в одной из обмоток общим потоком, и тока, протекающего в этой обмотке. Пренебрегая падением напряжения, мы можем эту э. д. с. заменить равным ей напряжением и получить передаваемую трансформаторно мощность

$$U_н I_i = (U_в - U_н) I_в = \left(1 - \frac{U_н}{U_в}\right) U_н I_н = \left(1 - \frac{U_н}{U_в}\right) U_в I_в. \qquad (161a)$$

Следовательно, передаваемая через магнитный поток мощность равна первичной или вторичной мощности $P = U_н I_н = U_в I_в$, умноженной на $\left(1 - \frac{U_н}{U_в}\right)$, т. е. автотрансформатор подобен обыкновенному трансформатору, мощность которого

$$P' = \left(1 - \frac{U_н}{U_в}\right) P = \frac{w_в - w_н}{w_в} P. \qquad (161b)$$



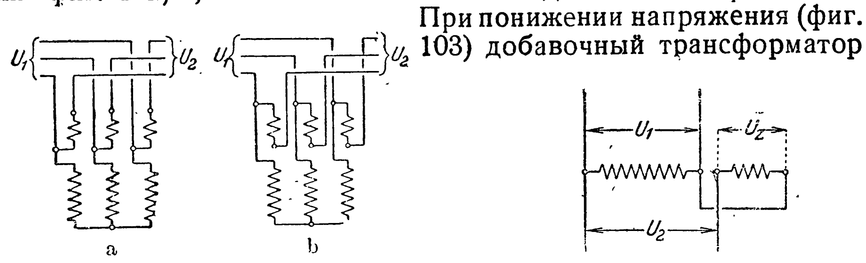
Фиг. 101. Схема соединения трехфазного автотрансформатора.

Уменьшение стоимости трансформатора, следовательно, тем больше, чем ближе отношение высшего и низшего напряжений к единице. При $U_в = U_н$ автотрансформатор становится дроссельной катушкой.

Если пренебречь намагничивающим током, то можно считать мощность в этом предельном случае согласно уравнению (161b) равной нулю. В случае $\frac{U_н}{U_в} = \frac{1}{2}$ автотрансформатор подобен обыкновенному трансформатору с половинной мощностью. Многофазный автотрансформатор может быть получен подобно однофазному, причем практически имеет значение только соеди-

нение в звезду, как изображено на фиг. 101 для трехфазного тока. Схема автотрансформатора изображена на этой фигуре подобно однофазной схеме, данной на фиг. 99.

b) Добавочный трансформатор. Добавочный трансформатор и автотрансформатор почти что аналогичны друг другу. Согласно § 33 RET 1930 г. добавочный трансформатор отличается от автотрансформатора только тем, что обе части его обмотки соединяются между собой не жестко, но электрически, а допускают возможность пересоединения, чтобы по мере надобности напряжение одной части обмотки прибавлять к напряжению другой или вычитать из него и таким путем повышать или понижать вторичное напряжение [1]). На фиг. 102, *a* и *b* представлены оба эти случая для добавочного трансформатора трехфазного тока. Чтобы сравнить это соединение с обыкновенным автотрансформатором, возьмем соединение для случая однофазного тока, подобное фиг. 99, *a*. Случай повышения напряжения, соответствующий фиг. 102, *a*, не отличается от соединения по фиг. 99, *a*. При понижении напряжения (фиг. 103) добавочный трансформатор



Фиг. 102. Включение добавочного трансформатора. *a* — повышение напряжения; *b*—понижение напряжения.

Фиг. 103. Понижение напряжения.

используется хуже, чем автотрансформатор по фиг. 99, *a*. Мощность добавочного трансформатора по фиг. 103 была бы

$$P'' = U_1(I_1 - I_2) = U_{доб} I_2 = \frac{U_{доб}}{U_2} P, \qquad (162a)$$

в то время как у автотрансформатора по уравнению (161б) она равна

$$P' = \left(1 - \frac{U_2}{U_1}\right) P - \frac{U_{доб}}{U_1} P. \qquad (162b)$$

Следовательно,

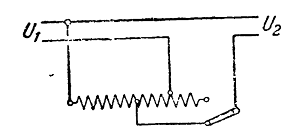
$$P'' = \frac{U_1}{U_2} P'. \qquad (162)$$

Если добавочный трансформатор берется как автотрансформатор, повышающий напряжение, то при пересоединении его для понижения напряжения и том же самом вторичном токе нагрузки получаются те же потери, как и в соединении для повы-

[1]) Автор дает здесь ошибочную трактовку текста § 3 (3) немецких нормRET 1930 г. Рассматриваемый автором „добавочный трансформатор" по существу является регулируемым автотрансформатором. Согласно правильному трактованию немецких норм добавочный трансформатор отличается от автотрансформатора тем, что его обмотки не имеют электрического соединения между собой: одна обмотка (вторичная) включается последовательно в линию, а другая (первичная) питается через особый трансформатор. *Ред.*

шения напряжения, в то время как у автотрансформатора при тех же условиях при понижении напряжения потери будут соответственно меньше.

Если соединим трансформатор по фиг. 104, т. е. в виде автотрансформатора для повышения и понижения напряжения, то при понижении напряжения (переключатель внизу) получаются меньшие потери, чем при повышении напряжения (переключатель вверху) при том же токе нагрузки.



Фиг. 104. Включение автотрансформатора с понижением и повышением напряжения.

с) Диаграмма напряжений. Обозначим через R_i активное сопротивление, $X_{i\sigma}$ — реактивное сопротивление рассеяния общей части обмотки автотрансформатора, а через R_a и $X_{a\sigma}$ — соответствующие сопротивления внешней обтекаемой только первичным или вторичным током части обмотки, тогда мы сможем написать уравнения напряжений автотрансформатора (см. фиг. 100, в которой стрелки показывают действительное относительное направление тока):

$$\dot{U}_н = -(R_i + jX_{i\sigma})\,\dot{I}_i + \dot{E}_н, \qquad (163a)$$

$$\dot{U}_в = -(R_i + jX_{i\sigma})\,\dot{I}_i - (R_a + jX_{a\sigma})\,\dot{I}_в + \dot{E}_в \qquad (163b)$$

или

$$\dot{U}'_в = \frac{w_н}{w_в}\dot{U}_в = -(R_i + jX_{i\sigma})\frac{w_н}{w_в}\dot{I}_i - (R_a + jX_{a\sigma})\frac{w_н}{w_в}\dot{I}_в + \dot{E}_н, \qquad (163b')$$

так как $\frac{w_н}{w_в}\dot{E}_в = \dot{E}_н$.

Для случая, когда обмотка низшего напряжения является первичной (мощность ею воспринимается), на фиг. 105 изображена диаграмма напряжений при отношении витков $\frac{w_в}{w_н} = 1{,}85$.

Заменим токи в уравнениях (163a) и (163b') током $\dot{I}_н$ стороны низшего напряжения и вычтем одно уравнение из другого, тогда после простого преобразования получаем

$$\dot{U}'_в = \dot{U}_н + (R_{a\text{-}тр} + jX_{\sigma a\text{-}тр})\,\dot{I}_н, \qquad (164)$$

причем

$$R_{a\text{-}тр} = \left(\frac{w_в - w_н}{w_в}\right)^2\left[R_i + \left(\frac{w_н}{w_в - w_н}\right)^2 R_a\right] = \left(\frac{w_в - w_н}{w_в}\right)^2 R \qquad (164a)$$

— сопротивление, отнесенное к стороне низшего напряжения автотрансформатора, и

$$X_{\sigma a\text{-}тр} = \left(\frac{w_в - w_н}{w_в}\right)^2\left[X_{i\sigma} + \left(\frac{w_н}{w_в - w_н}\right)^2 X_{a\sigma}\right] = \left(\frac{w_в - w_н}{w_в}\right)^2 X_\sigma \qquad (164b)$$

— соответствующее реактивное сопротивление рассеяния. Таким образом получаем упрощенную диаграмму напряжений на фиг. 106. В уравнениях (164a) и (164b) R и X_σ представляют общие, отнесенные к виткам $w_н$, активное и реактивное сопротивления в случае, когда общая часть обмотки включается как первичная обмотка, а остающаяся как вторичная.

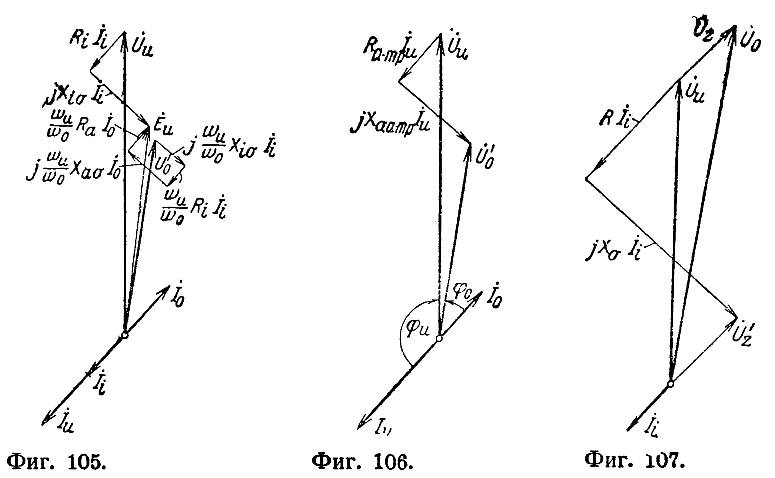
Если рассматривать

$$\varepsilon_a = \frac{R_{a\text{-}тр} I_н}{U'_в}, \quad \varepsilon_r = \frac{X_{\sigma a\text{-}тр}\, I_н}{U'_в} \tag{165}$$

как относительные активную и реактивную падения напряжения, то можно подсчитать изменение напряжения по уравнениям (130) и (130′) гл. D, I.

Такого же результата можно достигнуть следующим путем (фиг. 107):

К напряжению $U_н$ общей части обмотки прибавляем падение напряжения $(R + jX_\sigma)\, I_i$, равное падению напряжения в обмотке обыкновенного трансформатора с такими же, но раздельными



Фиг. 105. Фиг. 106. Фиг. 107.

Фиг. 105 по 107. Векторные диаграммы автотрансформатора $\frac{w_в}{w_н} = 1{,}85$.

Фиг. 106 — упрощенная диаграмма $w_н$ напряжений, фиг. 107 — при использовании в качестве добавочного трансформатора.

обмотками, приведенному к числу витков общей части обмотки. При таком суммировании мы получаем добавочное напряжение

$$\dot{U}'_{доб} = \frac{w_н}{w_в - w_н} \dot{U}_{доб},$$

отнесенное к числу витков общей части обмотки. Складывая $\dot{U}_{доб}$ и $\dot{U}_н$, получаем высшее напряжение $U_в$.

По уравнениям (164a) и (164b)

$$\frac{R_{a\text{-}тр}}{R} = \frac{X_{\sigma a\text{-}тр}}{X_\sigma} = \left(\frac{w_в - w_н}{w_в}\right)^2. \tag{164c}$$

Отсюда находим соотношение между относительными падениями напряжения автотрансформатора и двухобмоточного трансформатора, умножая $R_{a\text{-}тр}$ на $I_н$ и R на I_i. Учтя зависимость между $I_н$ и I_i, данную уравнением (160a), получаем искомое соотношение равным $(w_в - w_н) : w_в$.

Имеющиеся в уравнениях (164a) и (164b) сопротивления R и X_σ подсчитываются, как и в гл. B для обыкновенного трансформатора, первичная обмотка которого соответствует общей части, а вторичная — последовательной. Они получаются точно так же, как и у обыкновенного трансформатора, измерением на общей части обмотки при замыкании накоротко последовательной части.

d) Установившийся ток короткого замыкания. Если мы отнесем токи короткого замыкания автотрансформатора к току короткого замыкания

$$I_\kappa = \frac{U_{\kappa н}}{\sqrt{R^2 + X_\sigma^2}} \tag{166}$$

в общей части обмотки при замыкаемой накоротко последовательной части обмотки, то мы получим установившиеся токи короткого замыкания на стороне низшего напряжения

$$I_{н.\kappa} = \frac{U_н}{\sqrt{R^2_{a\text{-}тр} + X^2_{a\text{-}тр}}} = \left(\frac{w_в}{w_в - w_н}\right)^2 I_\kappa, \tag{166a}$$

на стороне высшего напряжения

$$I_{в.\kappa} = \frac{w_н\, w_в}{(w_в - w_н)^2} I_\kappa \tag{166b}$$

и в общей части обмотки

$$I_{i\kappa} = \frac{w_в}{w_в - w_н} I_\kappa. \tag{166c}$$

В табл. 5 приведены для нескольких случаев токи короткого замыкания, отнесенные к току I_κ [уравнение (166)].

Особого внимания заслуживает отношение $\frac{I_{i\kappa}}{I_\kappa}$ (последняя графа в табл. 5), которое значительно больше единицы. Величина этого отношения определяет, во сколько раз сильнее нагружаются при коротком замыкании обмотки автотрансформатора по сравнению с обмотками двухобмоточного трансформатора, первичная обмотка которого соответствует общей части обмотки автотрансформатора, а вторичная — последовательной. Механические усилия у автотрансформатора больше, чем в обыкновенном двухобмоточном трансформаторе, в квадрат этого отношения. Чтобы защитить обмотку от механических усилий, возникающих при коротком замыкании, особенно при внезапном,

ТАБЛИЦА 5

Установившиеся токи короткого замыкания на зажимах и в общей части обмотки, отнесенные к первичному току I_κ [уравнение (166)] при коротком замыкании последовательной части обмотки

$\frac{w_в}{w_н}$	$\frac{I_{н.\kappa}}{I_\kappa}$	$\frac{I_{в.\kappa}}{I_\kappa}$	$\frac{I_{i\kappa}}{I_\kappa}$
1,10	121	110	11
1,25	25	20	5
1,50	9	6	3

можно увеличивать реактивное сопротивление рассеяния автотрансформатора посредством соответствующего расположения обмотки или включением перед автотрансформатором дросселя. Согласно § 57 RET 1930 г. включение дросселя применяется, в случае если продолжительный ток короткого замыкания в 30 раз больше нормального.

При рассмотрении токов короткого замыкания $I_{в.\,к}$ и $I_{н.\,к}$ автотрансформатора мы должны учесть, что данные в табл. 5 тока отнесены к току короткого замыкания такого двухобмоточного трансформатора, мощность которого равна мощности трансформатора.

Чтобы перейти к двухобмоточному трансформатору, проходная мощность которого равна $P = U_н I_н - U_в I_в$, мы должны еще разделить токи на отношение между проходной мощностью P к передаваемой автотрансформатором мощностью P'. Это отношение равно отношению $\frac{I_{ik}}{I_к}$, что следует из уравнений (166b) и (166c). Ток короткого замыкания $I_{к.\,к}$ у автотрансформатора, следовательно, в отношении

$$\frac{I_{н.\,к}}{I_к}\,\frac{I_к}{I_{ik}} = \frac{w_в}{w_в - w_н}$$

больше, чем у двухобмоточного трансформатора, мощность которого равна проходной мощности автотрансформатора и относительное номинальное напряжение короткого замыкания таково, как у автотрансформатора, соединенного по схеме двухобмоточного трансформатора.

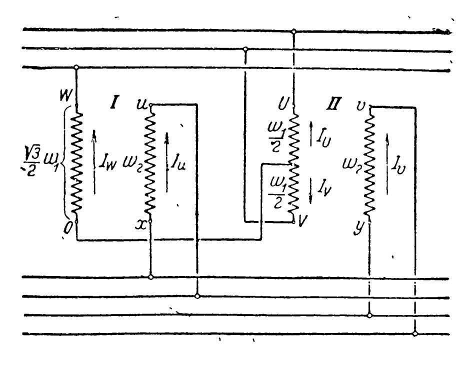
3. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ТРЕХФАЗНОГО ТОКА В ДВУХФАЗНЫЙ

Из схем включения для преобразования числа фаз мы рассмотрим только схемы для преобразования трехфазного тока в двухфазный или наоборот, так как остальные случаи, поскольку они представляют практическое значение, уже рассмотрены в гл. III, А, т. II в связи с одноякорным преобразователем.

а) Преобразование посредством двух однофазных трансформаторов. По схеме Скотта, представленной на фиг. 108, применяются два однофазных трансформатора (*I* и *II*), которые, если принять сторону трехфазного тока за первичную, имеют коэфициенты трансформации

$$ü_{I} = \frac{\sqrt{3}}{2}\,\frac{w_1}{w_2}, \qquad (167a)$$

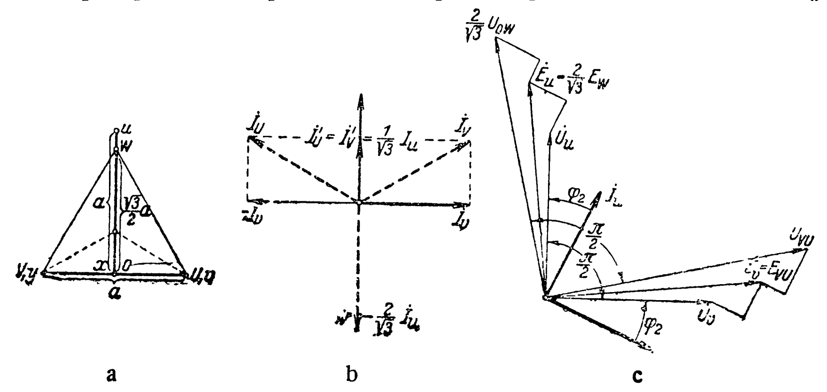
$$ü_{II} = \frac{w_1}{w_2}. \qquad (167b)$$



Фиг. 108. Схема Скотта.

Первичная обмотка трансформатора II соединена с концом первичной обмотки трансформатора I. Если при этом первичную обмотку присоединить к симметричной трехфазной сети и считать $w_2 = w_1$, то получим при холостом ходе диаграмму напряжений, представленную на фиг. 108, *a*.

Оба вторичные напряжения трансформаторов сдвинуты по фазе друг относительно друга на $\frac{1}{4}$ периода и, следовательно, соответствуют напряжениям холостого хода несопряженной симметричной двухфазной системы. Для определения токов $\dot{I}_U$, $\dot{I}$, $\dot{I}_W$ на трехфазной первичной стороне при заданных токах $\dot{I}_u$ и $\dot{I}$



Фиг. 108a до c. Диаграммы для схемы Скотта $w_2 = w_1$.
a — диаграмма напряжений при холостом ходе; *b* — диаграмма токов при симметричной нагрузке; *c* — диаграмма напряжений при симметричной нагрузке.

на двухфазной вторичной стороне мы можем написать, пренебрегая токами холостого хода, следующие уравнения ампервитков обоих трансформаторов:

$$w_2\dot{I}_u + \frac{\sqrt{3}}{2} w_1\dot{I}_W = 0, \tag{168a}$$

$$w_2\dot{I}_v + \frac{w_1}{2}\dot{I}_U - \frac{w_1}{2}\dot{I}_V = 0, \tag{168b}$$

и уравнение для токов в узловой точке будет

$$\dot{I}_U + \dot{I}_V + \dot{I}_W = 0. \tag{168c}$$

Далее получим

$$\dot{I}_U = \frac{w_2}{w_1}\left(\frac{1}{\sqrt{3}}\dot{I}_u - \dot{I}_v\right), \tag{169a}$$

$$\dot{I}_V = \frac{w_2}{w_1}\left(\frac{1}{\sqrt{3}}\dot{I}_u + \dot{I}_v\right), \tag{169b}$$

$$\dot{I}_W = -\frac{w_2}{w_1}\frac{2}{\sqrt{3}}\dot{I}_u. \tag{169c}$$

При симметричной вторичной нагрузке

$$\dot{I}_u = j\dot{I}_v. \tag{169}$$

Диаграмма токов для этого случая при условии, что $w_2 = w_1$ представлена на фиг. 108,*b*. Потребляемые из трехфазной сети токи $\dot{I}_U$, $\dot{I}_V$, $\dot{I}_W$ при симметричной нагрузке вторичной стороны равны друг другу и взаимно сдвинуты по фазе на $\frac{1}{3}$ периода, т. е. при симметричной нагрузке на двухфазной стороне мы имеем также симметричную нагрузку и на трехфазной стороне. При симметричной двухфазной нагрузке вторичные обмотки обоих трансформаторов берутся одинаковой мощности. Если предположить, что оба трансформатора имеют одинаковые магнитные цепи с одинаковыми магнитными нагрузками и одинаковые веса меди как первичных, так и вторичных обмоток, то потери в меди вторичных обмоток будут равны друг другу. Но в первичной обмотке трансформатора *II* окажутся большие потери, чем в первичной обмотке трансформатора *I*, а именно в отношении

$$\frac{I_U^2}{\frac{3}{4}\, I_W^2} = \frac{4}{3}. \tag{170a}$$

Поэтому первичная обмотка трансформатора *II* должна быть соответствующим образом рассчитана. Если примем одинаковые плотности тока и одинаковые средние длины витков в первичных обмотках обоих трансформаторов, то длина провода будет пропорциональна числу витков обмотки, а поперечное сечение пропорционально току. Вес меди и потери в меди первичной обмотки трансформатора *I* будут при этих условиях в

$$\nu = \frac{\frac{w_1 I_U}{\sqrt{3}}}{\frac{\sqrt{3}}{2}\, w_1 I_W} = \frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1{,}16 \tag{170b}$$

раз больше, чем в трансформаторе *I*.

Обе части первичной обмотки трансформатора *II* располагают так, чтобы протекающие в них составляющие тока I'_U и I'_V (фиг. 108,*b*) не возбуждали значительных потоков рассеяния между обеими частями обмотки, так как иначе возникло бы добавочное рассеяние, подобно тому как и при соединении в зигзаг (гл. 1, 3, 2,с).

Наконец, мы рассмотрим, будет ли оставаться симметричным напряжение вторичной сети при симметричной нагрузке и симметричном первичном напряжении. Для ясности опять примем $w_2 = w_1$ и пренебрежем намагничивающим током.

Если прибавим к вторичному напряжению (фиг. 108,*c*) падение напряжения $(R_u + jX_{u\sigma})\, \dot{I}_u$, то получим индуктированную главным потоком э. д. с. $\dot{E}_u$, которая при условии, что $w_2 = w_1$, равна $\frac{2}{3}$ э. д. с. $\dot{E}_W$, индуктированной в первичной обмотке. Если прибавим еще приведенное к вторичной стороне падение напряжения в первичной обмотке $\frac{2}{\sqrt{3}}(R_W + jX_{W\sigma})\, \dot{I}_u$, то получим $\frac{2}{\sqrt{3}}$ первичного напряжения $\dot{U}_{0W}$.

Подобным же образом получаем и в трансформаторе *II* посредством прибавления к вторичному напряжению $\dot{U}_v$ падение напряжения $(R_v + jX_{v\sigma})\,\dot{I}_v$, величина которого должна быть равна таковому в трансформаторе *I*, индуктированную главным потоком э. д. с. $\dot{E}_v$, равную э. д. с. $\dot{E}_{VU}$ первичной обмотки. Если примем теперь, что первичная обмотка трансформатора *II* настолько усилена, что потери в ней получаются такими же, как и в первичной обмотке трансформатора *I*, и что обе части первичной обмотки трансформатора *II* так располагаются, что их взаимное рассеяние исчезающе мало, то активное и реактивное сопротивления первичной обмотки трансформатора *II* получатся практически равными сопротивлениям трансформатора *I*, отнесенным к вторичной обмотке. Если прибавим еще обусловленные ими потери напряжения к э. д. с. $\dot{E}_{VU}$, то получим напряжение $\dot{U}_{VU}$, которое отстает от напряжения $\dot{U}_{0W}$ на $\frac{1}{4}$ периода. Его величина $U_{VU} = \frac{2}{\sqrt{3}}\, U_{0W}$.

Из сравнения с диаграммой напряжений (фиг. 108, *а*) мы видим, что при симметричной нагрузке вторичной стороны диаграммы напряжений обеих сторон остаются симметричными.

Фиг. 109. Включение по Скотту при однообмоточном трансформаторе (автотрансформатор).

При несимметричной нагрузке вторичной стороны первичная сеть нагружается также несимметрично. При любом токе с вторичной стороны возможно определить по уравнениям (169a), (169b) и (169c) токи на первичной стороне, а затем можно построить диаграмму напряжений.

Нулевую точку на трехфазной стороне можно осуществить ответвлением на первичной обмотке трансформатора *I*, причем первичное напряжение этого трансформатора делится в месте ответвления в отношении 1 : 2 (фиг. 108 и 108, *а*).

Схему Скотта можно осуществить также посредством однообмоточного трансформатора, включая его как автотрансформатор. Фиг. 109 представляет схему для случая, когда $U_{yv} = U_{VU}$, на которой указаны числа витков и токи в отдельных частях обмотки. Двухфазные обмотки присоединяются к отводам трансформатора *II*, так что четыре провода двухфазного тока могут только питать электрически разделенные цепи, в то время как схема с двухобмоточными трансформаторами допускает присоединение трехпроводной двухфазной сети. Очень часто преобразование трехфазного тока в двухфазный производится с целью нагрузить симметрично трехфазную сеть в случае присоединения двух одинаковых однофазных двигателей, причем в этом случае к трансформатору приключаются раздельно обмотки однофазных

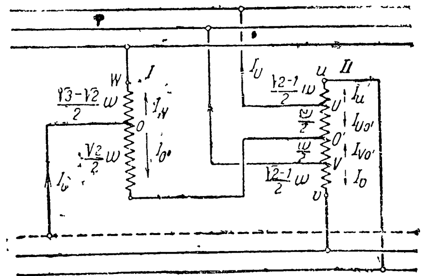
двигателей. В подобных схемах применение автотрансформаторов весьма выгодно.

Чтобы определить получаемую здесь экономию по сравнению с включением двухобмоточных трансформаторов, сравним передаваемые обмотками трансформаторов мощности при применении автотрансформатора (фиг. 109) и при обыкновенной схеме Скотта (фиг. 108). Отношение этих мощностей для трансформатора I

$$\frac{P'_{\mathrm{I}}}{P_{\mathrm{I}}} = \frac{\left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2}\right) wI_u}{wI_u} = 0{,}134, \quad (171a)$$

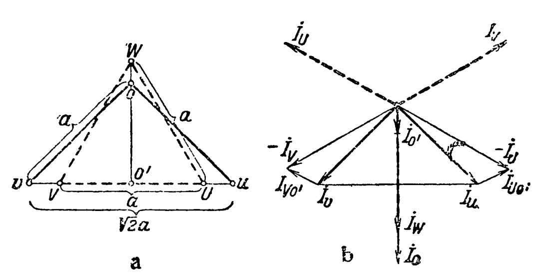
для трансформатора II

$$\frac{P_{\mathrm{II}}}{P'_{\mathrm{II}}} = \frac{\frac{1}{2\sqrt{3}}\, wI_v}{wI_v} = 0{,}289. \quad (171b)$$



Фиг. 110. Включение по Ф. Штерну с двумя однофазными трансформаторами.

Мощности P'_{I} и P'_{II}, соответствующие схеме с автотрансформаторами, составляют, как видно, только малую долю мощности трансформаторов при включении по нормальной схеме Скотта по фиг. 108. Экономия для трансформатора II даже еще несколько больше, чем дает равенство (171b), так как мы видели, что первичная обмотка трансформатора II при включении по фиг. 108 должна быть несколько усилена по сравнению с передаваемой мощностью. При включении по схеме с автотрансформаторами трансформатор II берется в 2,16 раза большей мощности, чем трансформатор I.



Фиг. 110 *a* и *b*. Диаграмма напряжений (*a*) и токов (*b*) для включения по фиг. 110.

По схеме Ф. Штерна (Stern) [Л. 68], в которой также, как и у Скотта, применяются два однофазные трансформатора, можно посредством однообмоточных трансформаторов питать двухфазную сеть, связанную обычным способом. Фиг. 110 представляет эту схему с указанием чисел витков, а фиг. 110, *a* — диаграмму напряжений при холостом ходе. Токи в отдельных частях обмотки получаем из закона разветвления тока и из условия, что для каждого трансформатора (пренебрегая током холостого хода) сумма ампервитков, а для трехфазной сети сумма токов должна быть равна нулю. При симметричной нагрузке двухфазной сети округленно получаются следующие соотношения между токами:

$$I_U = I_V = I_W = 1{,}16\, I_u, \quad (172a)$$

$$I_{U0'} = I_{V0'} = 0{,}28\, I_W = 0{,}325\, I_u, \tag{172b}$$

$$I_{0'} = 0{,}225\, I_W = 0{,}26\, I_u. \tag{172c}$$

Фиг. 110, *b* представляет диаграмму токов, из которой, приняв во внимание число витков по фиг. 110, видно, что при симметричной нагрузке двухфазной сети трехфазная сеть также нагружается симметрично. Если сравним мощность трансформаторов по этой схеме (фиг. 110) с мощностью трансформаторов по нормальной схеме Скотта фиг. 108, то получим для трансформатора *I*

$$\frac{P'_{\text{I}}}{P_{\text{I}}} = \frac{\frac{\sqrt{3}-\sqrt{2}}{2} w I_W}{\frac{\sqrt{3}}{2} w I_W} = 0{,}184, \tag{173a}$$

а для трансформатора *II*

$$\frac{P'_{\text{II}}}{P_{\text{II}}} = \frac{\frac{\sqrt{2}-1}{2}\, w I_v + \frac{1}{2}\, w I_{U0'}}{w I_v} = 0{,}368. \tag{173b}$$

Следовательно, трансформаторы при включении по фиг. 110 выбираются в среднем для мощности на 30% большей, чем при включении по фиг. 109 (см. уравнения 171, *a* и *b*). В схеме по фиг. 110 трансформатор *II* берется вдвое большей мощности, чем трансформатор *I*.

Если выполним трансформатор по фиг. 110 двухобмоточным и сравним при одинаковых плотностях тока для сравнения весов меди и потерь в ней пропорциональные им произведения числа витков и тока в каждой из обеих обмоток двух трансформаторов с таковыми же величинами в схеме Скотта (фиг. 108), то для трансформатора *I* в обоих случаях получим одинаковые произведения для первичной и вторичной обмоток. У трансформатора *II* они также одинаковы для стороны трехфазного тока, но для двухфазной стороны по схеме Штерна это произведение на 41,4% больше, чем при схеме Скотта. Следовательно, двухобмоточное выполнение включения по фиг. 110 менее благоприятно, чем обыкновенное включение по схеме Скотта по фиг. 108.

b) Преобразование посредством одного трехфазного трансформатора. Из ряда способов, предложенных для преобразования трехфазного тока в двухфазный посредством одной магнитной цепи трехфазного трансформатора, мы рассмотрим схему И. Кюблера (Kübler) [Л. 70], изображенную на фиг. 111. Из диаграммы напряжений при холостом ходе, изображенной на фиг. 111, *a*, считая, что $w_2 = w_1$, получаем обозначенные на фиг. 111, *a* числа витков отдельных ветвей обмотки. Условие для токов в узловой точке (см. также фиг. 111)

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_u + \dot{I}_v = \dot{I}_a + \dot{I}_b, \tag{174a}$$

$$\dot{I}_{ab} = \dot{I}_v - \dot{I}_b = \dot{I}_a - \dot{I}_u. \tag{174b}$$

Для ампервитков при $w_1 = w_2$, пренебрегая током холостого хода, имеем:

$$\dot{I}_a = -\dot{I}_U, \qquad (174c)$$

$$\dot{I}_b = \dot{I}_W, \qquad (174d)$$

$$(\dot{I}_v - \dot{I}_u)\,\frac{\sqrt{3}-1}{2} = -\dot{I}_V - \dot{I}_{ab}; \qquad (174e)$$

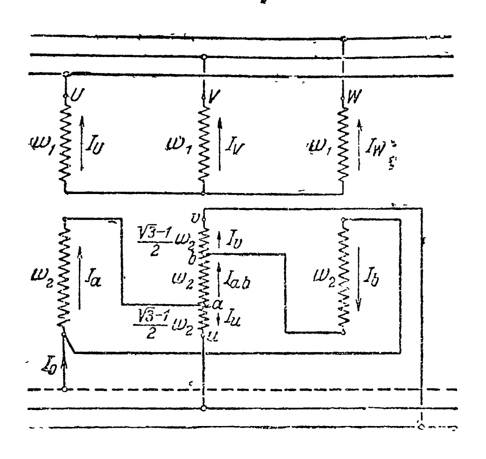
кроме того,

$$\dot{I}_U + \dot{I}_V + \dot{I}_W = 0. \qquad (174f)$$

Эти соотношения приводят при симметричной вторичной нагрузке к представленной на фиг. 111, *b* диаграмме токов, в которой

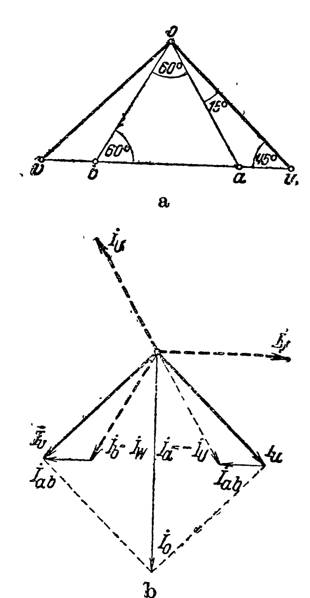
$$I_{ab} = \frac{\sqrt{3}-1}{\sqrt{6}}\,I_u, \qquad (175a)$$

$$I_U = I_a = I_b = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}\,I_u. \qquad (175b)$$





Фиг. 111. Включение по И. Кюблеру с одним трехфазным трансформатором.



Фиг. 111 *a* и *b*. Диаграмма напряжений *a* и токов *b* для включения по фиг. 111.

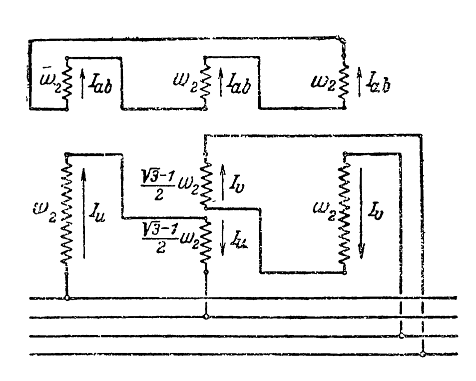
Мы видим, что симметричная двухфазная нагрузка вызывает симметричную нагрузку с трехфазной стороны.

Сравним вес меди и потери в меди этого трансформатора с таковыми же у обыкновенного трехфазного трансформатора с такой же магнитной цепью и такой же средней длиной витка и плотностью тока. Намагничивающим током будем пренебрегать. Соотношение весов меди и потерь в меди при двухфазном и трехфазном включении равно

$$p = \frac{3I_U + 2I_a + I_{ab} + (\sqrt{3}-1)\,I_u}{6I_U} =$$

$$= \frac{10 + (\sqrt{3}-1)(\sqrt{6}+1)}{12} = 1{,}04, \qquad (175)$$

т. е. обмотка трансформатора незначительно утяжеляется по сравнению с обыкновенным трехфазным трансформатором такой же мощности. Если двухфазная обмотка должна быть не связана, то ветвь обмотки ab на фиг. 111 исключается. Чтобы уравновесить ампервитки двухфазного тока на каждом сердечнике соответствующими ампервитками трехфазного тока, на трансформаторе выполняется третичная обмотка, соединенная в треугольник. Включение третичной и вторичной обмоток представлено на фиг. 112, где обозначены направления токов и число витков. Для отношения веса меди и потерь в ней этого трансформатора к таковым же у обыкновенного трехфазного трансформатора, имеем выражение

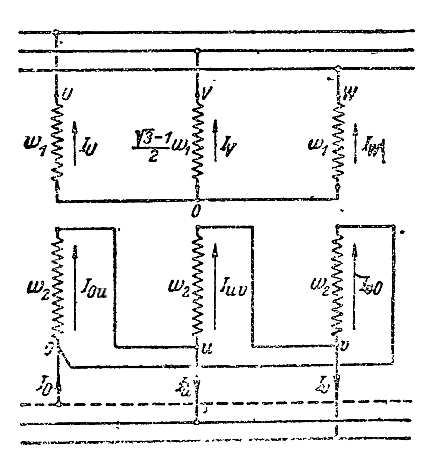


Фиг. 112. Включение с одним трехфазным трансформатором для несвязанных двухфазных обмоток.

$$p = \frac{3I_U + 2I_u + (\sqrt{3} - 1)\, I_u + 3I_{ab}}{6I_U} =$$

$$= \frac{3 + \sqrt{6} + 3(\sqrt{2} + \sqrt{3})}{12} = 1{,}24. \qquad (176)$$

с) Преобразование посредством одного двухфазного трансформатора. При таком преобразовании, предложенном Зоннсом (Sonns) [Л. 69], (фиг. 113) применяется магнитная система двухфазного трансформатора с поперечным сечением среднего сердечника, в $\sqrt{2}$ раз большим, чем у каждого крайнего. При обозначенных на фиг. 113 числах витков, при условии, что $w_2 = w_1$, получается диаграмма напряжений при холостом ходе, изображенная на фиг. 113, a, если принять, что поток в среднем сердечнике в $\sqrt{2}$ раз больше, чем в каждом из крайних, имеем следующие условия для токов первичной и вторичной сетей:



Фиг. 113. Включение с одним двухфазным трансформатором по Зоннсу.

$$\dot{I}_U + \dot{I}_V + \dot{I}_W = 0, \qquad (177a)$$

$$\dot{I}_u + \dot{I}_v = \dot{I}_0. \qquad (177b)$$

Для узловых точек имеем

$$\dot{I}_0 + \dot{I}_{v0} = \dot{I}_{0u}, \tag{177c}$$

$$\dot{I}_{0u} = \dot{I}_{uv} + \dot{I}_u, \tag{177d}$$

$$\dot{I}_{uv} = \dot{I}_v + \dot{I}_{v0}. \tag{177e}$$

Из условия равновесия ампервитков при $w_1 = w_2$, пренебрегая током холостого хода, находим

$$\dot{I}_U + \dot{I}_{0u} = 0, \tag{177f}$$

$$\frac{\sqrt{3}-1}{2}\dot{I}_V + \dot{I}_{uv} = 0, \tag{177g}$$

$$\dot{I}_W + \dot{I}_{v0} = 0. \tag{177h}$$

Эти равенства приводят при симметричной вторичной нагрузке к диаграмме токов, изображенной на фиг. 113, *b*, причем

$$I_{0u} = I_{v0} = I_U = I_V = I_W, \tag{178a}$$

$$I_u = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} I_U \tag{178b}$$

и

$$I_{uv} = \frac{\sqrt{3}-1}{2} I_V. \tag{178c}$$

Фиг. 113 a и b. Диаграмма напряжений *a* и токов *b* для включения по фиг. 113.

Если мы опять сравним вес меди и потери в ней у этого трансформатора с таковыми же у обыкновенного двухфазного трансформатора той же самой мощности с такой же магнитной цепью и такими же средней длиной витка и плотностью тока, то получим отношение

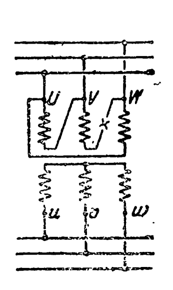
$$p = \frac{2\left[1 + \frac{\sqrt{3}-1}{2} + 1\right] I_U}{4 I_u} = \frac{3+\sqrt{3}}{2\sqrt{6}} = 0{,}96. \tag{178}$$

Если двухфазная обмотка должна быть несвязанной, то необходимо концы обмоток обоих внешних сердечников на вторичной стороне выводить отдельно и устраивать третичную обмотку, совпадающую в этом случае с вторичной обмоткой на фиг. 113. Во вторичной обмотке в таком случае вместо тока $I_{0u} = I_{v0}$ идет ток $I_u = I_v = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} I_U$, а в третичной — ток $I_{uv} = \frac{\sqrt{3}-1}{2} I_V$. Отношение весов меди такого трансформатора и обыкновенного двухфазного одинаковой мощности равно

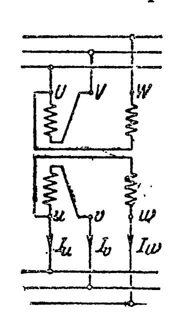
$$p = \frac{\left[1 + \frac{\sqrt{3}-1}{2} + 1\right] I_U + 2\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} I_U + 3\frac{\sqrt{3}-1}{2} I_U}{4 I_u} = \frac{2\sqrt{3}+\sqrt{6}}{2\sqrt{6}} = 1{,}21. \tag{179}$$

4. V-ОБРАЗНОЕ СОЕДИНЕНИЕ

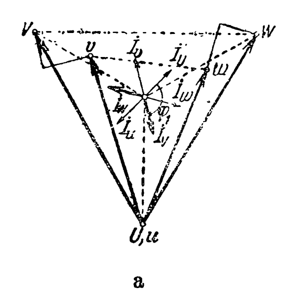
Если отключить обмотку одной фазы у трансформатора, соединенного с первичной стороны треугольником, то возникает схема, изображенная на фиг. 114, которую мы назовем V-образной с первичной стороны, так как напряжения двух невыключенных фаз в векторной диаграмме образуют букву V (фиг. 115,*а*). Устранение обмотки одной фазы ничего не меняет в диаграмме напряжений на вторичной стороне при холостом ходе. Но если нагрузить вторичную обмотку, соединенную в звезду, то появится сильное падение напряжения и искажение вторичной звезды напряжений, так как ампервитки вторичной обмотки того сердечника, первичная обмотка которого отключена, не могут уравновешиваться первичными ампервитками. Если же отключить



Фиг. 114. Одностороннее *V* включение.



Фиг. 115. Двухсторонее *V* включение.



Фиг. 115 а. Диаграмма для двухстороннего *V* включения при симметричной нагрузке.

также и на вторичной стороне обмотку соответствующей фазы, то получается двухсторонне V-образное включение, как представлено на фиг. 115. Двухсторонняя V-образная схема дает при симметричной нагрузке вторичной сети также искажение вторичной звезды напряжений, но падения напряжения остаются в допустимых границах.

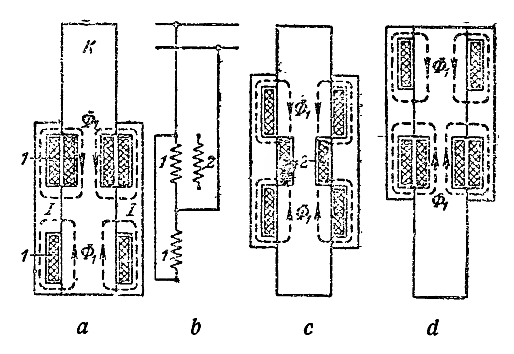
Диаграмма напряжений на первичной стороне может быть представлена равносторонним треугольником *UVW*, как на фиг. 115, *а*. Из узловой точки *U* идут толстые линии векторов напряжений *UV* и *UW* обеих обмоток. Нагрузку примем симметричной. Она будет представлена с первичной стороны токами $\dot I_U, \dot I_V, \dot I_W$, с вторичной — токами $\dot I_u = -\dot I_U$, $\dot I_v = -\dot I_V$, $\dot I_w = -\dot I_W$, если пренебречь током холостого хода и принять коэфициент трансформации равным единице. Токи $\dot I_V$ и $\dot I_W$, протекающие в первичной обмотке, изображены толстой линией. Если к напряжениям $\dot{\overline{UV}}$ и $\dot{\overline{UW}}$ прибавим вызванные токами $\dot I_V$ и $\dot I_W$ и соответственно $\dot I_v$ и $\dot I_w$ падения напряжения, отнесенные к первичной обмотке, то получим напражения $\dot{\overline{uv}}$ и $\dot{\overline{uw}}$ вторичной стороны и вторичный треугольник напряжений *uvw*. Искажение вторич-

ного треугольника напряжений зависит от угла φ_1 между током и напряжением и угла φ_k при коротком замыкании, а также от величины активного сопротивления. По диаграмме на фиг. 115 (при частично индуктивной нагрузке) угол при u менее 60°. V-образное включение выполняется иногда для ступенчатых трансформаторов (гл. F), так как при этом один из трех контактных комплектов, которые необходимы при обыкновенном трехфазном ступенчатом трансформаторе, отпадает, вследствие чего регулировочный аппарат удешевляется на одну треть. Нужно при этом учесть, что рассеяние ступенчатого трансформатора при понижении регулируемого напряжения сильно возрастет, и поэтому при применении V-образного включения может возникнуть сильное искажение вторичной звезды напряжений.

Двухсторонняя V-образная схема может осуществляться также посредством двух однофазных трансформаторов.

5. ТРАНСФОРМАТОР С ПОДВИЖНЫМИ ОБМОТКАМИ [1]

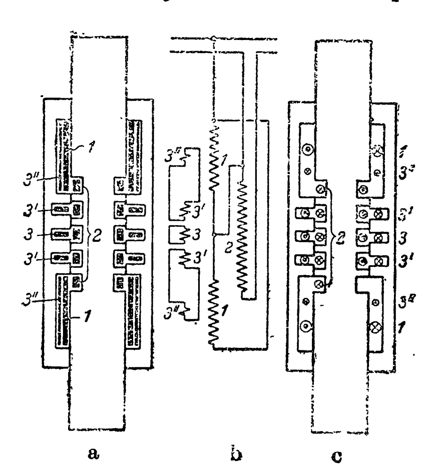
В недавнее время фирма Кох и Штерцель в Дрездене стала строить трансформаторы, у которых для осуществления плавной регулировки напряжения первичная обмотка перемещается относительно вторичной. Основная идея этого способа регулировки видна из фиг. 116,*a*—*d*. Конструктивно этот трансформатор подобен трансформатору броневого типа с сердечником *K* и ярмами *J*. Две части ярма расположены по фиг. 116,*a* одна над другой, причем каждая часть несет отдельную первичную обмотку *1*. Обе первичные обмотки имеют одинаковое число витков и включаются параллельно (фиг. 116,*b*) таким образом, что создаваемые ими потоки в сердечнике *K* направлены навстречу друг другу. Неподвижный сердечник имеет вторичную обмотку *2*. При крайних положениях ярем, соответствующих фиг. 116,*a* и *d*, такой трансформатор ведет себя, как обыкновенный броневой трансформатор, на фиг. 116,*a* с верхней, а на фиг. 116,*d* с нижней первичными обмотками. Другие половины первичной обмотки работают вхолостую и не участвуют в передаче энергии. В промежуточном положении обе первичные обмотки возбуждают вторичную обмотку в противоположных направлениях, причем преобладает действие той пер-



Фиг. 116. Упрощенная схема трансформатора с подвижной магнитной системой. *a* — начальное положение; *b* — схема соединения; *c* — среднее положение; *d* — конечное положение.

[1] В Германии эти трансформаторы носят название der Schubtransformator.

вичной обмотки, которая расположена ближе к вторичной обмотке. При среднем положении (фиг 116,*c*) ярмовой части индуктированная во вторичной обмотке э. д. с. равна нулю. Эта э. д. с. при перемещении ярма из начального положения (фиг. 116, *a*) до конечного (фиг. 116,*d*) меняется по линейному закону от положительного до отрицательного максимума в зависимости от величины перемещения. Для технического применения трансформатор в такой простой форме негоден. Обыкновенно он используется как добавочный трансформатор (гл. 2, b), причем вторичная обмотка обтекается током и в промежуточном положении (фиг. 116,*c*), в котором трансформатор согласно фиг. 116 имеет недопустимо большое рассеяние. Практическое выполнение и схема включения показаны на фиг. 117, *a* и *b*. Вторичная обмотка *2* уложена в пазах сердечника, и, кроме того, в пазах передвижных ярмовых частей имеются вспомогательные обмотки *3*,*3'* и *3"*. В среднем пазу расположена концентрично с остальными катушками короткозамкнутая катушка *3*, которая демпфирует часть потока рассеяния вторичной обмотки *2*. Для дальнейшего демпфирования вторичных потоков рассеяния служат обмотки *3'* и *3"*. Если замкнуть катушки *3'* так же, как и катушку *3*, накоротко, то был бы демпфирован не только поток рассеяния, но и частично потоки холостого хода первичной обмотки. Чтобы демпфировать поток рассеяния вторичной обмотки в изображенном среднем положении сердечника, не нарушая главных потоков, можно было бы замыкать накоротко последовательно соединенные катушки *3'*, *3* и *3"*. Но такое включение не применяют, так как при иных положениях демпфирование потоков рассеяния было бы недостаточным. При практическом выполнении катушка *3'*, которая сцеплена только с половиной потока сердечника, получает вдвое большее число витков, чем катушка *3"*, и верхние и нижние катушки *3'* и *3"* включаются, встречно закорачивая друг друга, как изображено на фиг. 117, *b*, показывающей включение подобного трансформатора в качестве добавочного. Индуктированная главными потоками в контуре *3'*-*3"* э. д. с. в этом случае равна нулю, и поток рассеяния вторичной обмотки, который проходит через ближайшие к первичной обмотке зубцы, демпфируется, причем ампервитки катушки *3"* компенсируются уравнительными токами первичной обмотки. Фиг. 117,*c* показывает направления протекающих в обмотках токов, если пренебречь токами холостого хода. Пер-



Фиг. 117. Полная схема трансформатора с подвижной магнитичной системой. *a* — расположение обмоток; *b* — схема соединения; *c* — распределение полного тока.

вичный нагрузочный ток для изображенного на фиг. 117,*а с* положения ярмовых частей равен нулю. Токи в обмотках *3*, *3'* и *3''* таковы, что ампервитки пазов сердечника уравновешиваются ампервитками пазов ярмовых частей, следовательно, поток, создаваемый вторичной обмоткой, демпфируется. В первичной обмотке протекают только токи холостого хода. При практическом выполнении оба ярма с возбуждающей и вспомогательной обмотками монтируются на одной раме, которая посредством четырех направляющих, расположенных под углом, может перемещаться вверх и вниз относительно неподвижного сердечника. Сильные пружины прижимают друг к другу отшлифованные скользящие части сердечника и ярма. Чтобы предупредить выгорание железа в этих местах и уменьшить образование шума вследствие перемагничивания железа, необходимо брать достаточно слабые магнитные нагрузки. Привод при малых трансформаторах выполняется ручной, при больших — моторный с червячной передачей. Большие трансформаторы погружают в маслонаполненные баки с консерватором. При трехфазном токе три однофазных трансформатора помещаются в общей раме. Иногда применяют V-образное включение, чтобы при трехфазном токе обходиться двумя однофазными трансформаторами.

Для высоких напряжений такие трансформаторы не пригодны. При применении в качестве сетевого регулятора в высоковольтных установках он должен включаться на сеть посредством изолирующего трансформатора.

F. РЕГУЛИРОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ

1. РЕГУЛИРОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ

Регулирование напряжения в широких пределах имеет место лишь в особых случаях, когда трансформатор работает в специальных схемах, как, например, в установках химической промышленности, на металлургических печах или при однофазной электровозной тяге. Регулирование напряжения в узких пределах до $\pm 20\%$ требуется для сетевых трансформаторов, чтобы при меняющейся нагрузке в некоторых пунктах сети поддерживать напряжение постоянным. Ранее удовлетворялись тем, что, сделав два добавочных ответвления от обмотки трансформатора, имели возможность сообразно с местом установки трансформатора присоединяться к одной из трех ступеней напряжения: одной номинальной и двум, отличающимся от номинальной при холостом ходе на $\pm 4\%$. Рост протяженности линии электропередачи и связь между районными станциями требуют, однако, более широкого регулирования напряжения — до величины $\pm 20\%$, которое должно осуществляться при работе трансформатора под нагрузкой.

Плавное регулирование напряжения может быть осуществлено с помощью потенциал-регулятора или трансформатора с подвижным сердечником, которые при регулировании напряжения

сети включаются как добавочный трансформатор и при широкой регулировке напряжения соединяются, кроме того, со ступенчатым трансформатором [Л. 79.]. Применение потенциал-регулятора для регулирования напряжения одноякорного преобразователя было рассмотрено в гл. Ш, С, А, 2, т II. С этой целью может быть применен также и регулируемый трансформатор, описанный в гл. Е, 5. Регулирование напряжения сети осуществляется иногда с помощью регулятора фаз, каковым является перевозбужденная синхронная или асинхронная машина, который наряду с улучшением коэфициента мощности сети посредством изменения реактивных токов одновременно осуществляет также регулирование напряжения. В дальнейшем мы будем рассматривать только ступенчатое регулирование, которое в последние годы получило широкое распространение.

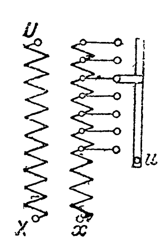
При изложении мы будем касаться только важнейшего его применения — именно регулирования напряжения в сетях.

Наряду с регулированием напряжения без изменения фазы, которое называют также „продольным регулированием“, может также возникнуть потребность при соединении различных сетей в регулировании фазы их напряжений [Л. 80].

Такое регулирование, как и продольное, осуществляется ступенчатым трансформатором, фаза которого по отношению к „продольному“ напряжению сдвинута на $^1/_4$ периода. Такое регулирование называют „поперечным“. Поперечное регулирование легко осуществить у трехфазного трансформатора, так как при симметричной звезде междуфазовое напряжение двух фаз по отношению к фазному напряжению третьей фазы сдвинуто на $^1/_4$ периода. Имеющее наибольшее распространение продольное регулирование изложено в следующих параграфах. Все рассматриваемые в них схемы могут быть также применимы и для поперечного регулирования.

2. ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ СТУПЕНЧАТОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

а) Регулирование на главном трансформаторе. При разборе этой схемы мы вначале не будем обращать внимания на приспособления, служащие для того, чтобы препятствовать разрыву цепи тока и устранять опасность короткого замыкания отдельных частей обмотки. Рассмотрим только однофазную схему, которая будет пригодна также для каждой фазы трехфазного трансформатора, причем клеммы X и x могут быть при соединении в звезду присоединены к нулевой точке. Простейшее выполнение ступенчатого регулирования представлено для двухобмоточного трансформатора на фиг. 118. При однофазном токе клеммы U и X приключаются к первичной сети, и напряжение между клеммами u и x регулируется на вторичной обмотке посредством скользящего контакта, который соединяет клемму u с различными ответвлениями на вторичной обмотке.



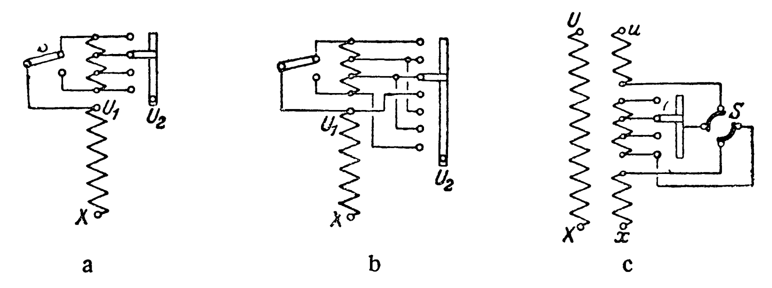
Фиг. 118. Основная схема регулирования ступенями.

В данном случае представлена схема регулирования с шестью ответвлениями, что соответствует семи ступеням напряжения. Это же число ступеней принято и для других фигур (до фиг. 120) с целью сравнения различных схем друг с другом.

Чтобы при том же числе ступеней напряжения уменьшить число ответвлений от обмотки, можно часть обмотки с ответвлениями делать переключаемой так, чтобы напряжение этой части обмотки сначала вычиталось, а затем после переключения складывалось с напряжением остальной части обмотки.

На фиг. 119. изображено такое регулирование на автотрансформаторе.

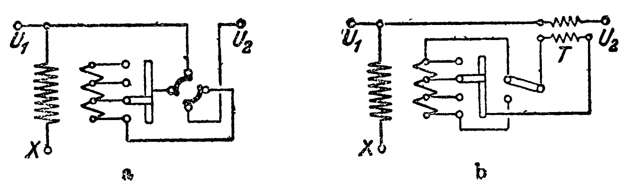
Наименьшее вторичное напряжение U_2 (между зажимами U_2 и X) получается при постоянном первичном напряжении U_1 (между U_1 и X); если контакт однополюсного переключателя S находится вверху, оно равно разности первичного напряжения



Фиг. 119. Регулирование ступени с переключаемыми ответвлениями *a*, *c*, *b* — без возвратного передвижения, *c* — переключаемые витки в середине обмотки.

и полного напряжения ответвленной части обмотки. Передвижением скользящего контакта вторичное напряжение увеличивается и при наивысшем положении скользящего контакта равно первичному напряжению. Чтобы вторичное напряжение повышать, регулируя еще далее, переключатель S переходит на нижний контакт, и одновременно скользящий контакт сдвигается вниз, если контакты расположены на одной прямой, как показано на фиг. 119,*a*. При круговом расположении контактов скользящий контакт требует поворота только на одну ступень, чтобы попасть из верхнего положения (на фиг. 119, *a*) в нижнее. В этом положении вторичное напряжение опять равно первичному и передвижением скользящего контакта может быть увеличено до суммы первичного напряжения и полного напряжеиия ответвленной части обмотки. Обратного передвижения скользящего контакта можно избегнуть при схеме, показанной на фиг. 119,*b*. Число контактов в этом случае почти удваивается. Чтобы защитить от перенапряжений ответвляемые части обмотки, мы можем располагать их при двухобмоточном трансформаторе также у нулевой точки или в середине обмотки. Этот последний случай, применяемый, главным образом, при соединении вторичной обмотки в треугольник, представлен на фиг. 119,*c*. Переключатель S должен быть двухполюсным.

b) Регулирование с помощью добавочного трансформатора. Рассмотренные схемы служат для регулирования напряжения непосредственно на главном трансформаторе. Для сетевых трансформаторов большой мощности рекомендуется отделять регулирующее устройство от главного трансформатора и применять особый регулировочный трансформатор, который располагается или отдельно от главного трансформатора, или же непосредственно с ним вместе, в общем масляном баке.

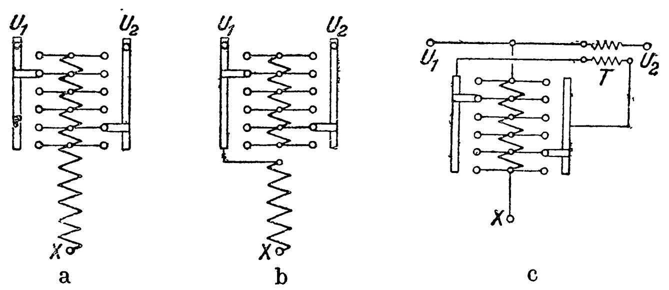


Фиг. 120. Регулирование ступенями с добавочным трансформатором. *a* — без, *b* — с последовательным трансформатором *T*.

На фиг. 120, *a* и *b* представлено включение регулировочного трансформатора.

Регулировочная обмотка регулировочного трансформатора включается в линию или непосредственно, как на фиг. 120,*a*, или через последовательный трансформатор *T*. В первом случае для переключения регулировочной обмотки необходим двухполюсный переключатель, а во втором — однополюсный.

c) Двойное регулирование. Переключение регулируемой части обмотки может быть избегнуто при так называемом „двойном



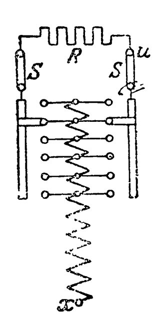
Фиг. 121. Регулирование ступенями с двойным числом ответвлений. *a* — включение с последовательным трансформатором.

регулировании“, которое изображено на фиг. 121,*a* для случая шести ступеней при одновременном передвижении обоих скользящих контактов. Оба скользящих контакта передвигаются навстречу. Если левый контакт находится вверху, а правый внизу, то напряжение $U_2 < U_1$. Если оба контакта — на середине, то $U_2 = U_1$, и наконец, если левый находится внизу, а правый вверху, то $U_2 > U_1$. Если скользящие контакты движутся не одновременно, но друг за другом, то получается одиннадцать ступеней напряжения. Если кроме изображенной обмотки имеется еще осо-

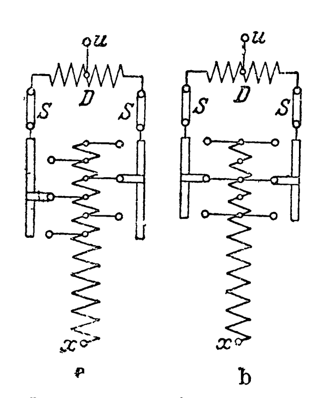
бая первичная обмотка, то обмотка на фиг. 121, *a* может питать две отдельные сети. Если никакой специальной первичной обмотки, приключенной на постоянное напряжение, не имеется, то фиг. 121, *a* представляет автотрансформатор. Если при этом напряжение U_1 остается постоянным, то намагничивающий ток трансформатора во время регулирования меняется. Это может быть устранено включением по фиг. 121, *b*. Включение регулировочного автотрансформатора, который может быть расположен рядом с главным трансформатором, показано на фиг. 121, *c* вместе с последовательным трансформатором *T*.

3. УСТРАНЕНИЕ КОРОТКИХ ЗАМЫКАНИЙ СТУПЕНЕЙ ОБМОТКИ

а) Посредством сопротивлений или дроссельных катушек. Чтобы при переходе от одной ступени к следующей (см., например, фиг. 118) не прерывать цепь тока и одновременно избегнуть полных коротких замыканий частей обмотки между соседними ответвлениями, можно выполнять контактное устройство подобно элементному переключателю. При переходе от одной включенной ступени к следующей соединение их временно осуществляется через сопротивление, которое затем замыкается накоротко. Такой способ применительно к схеме фиг. 118 представлен на фиг. 122 для вторичной обмотки. Наряду с главными контактами вправо от обмотки влево от обмотки расположены еще вспомогательные контакты. При переходе от одной ступени к следующей передвигается только вспомогательный контакт, так что ступень обмотки замыкается через сопротивление *R*. Затем передвигается главный скользящий контакт на правой стороне, и при этом главный ток протекает через сопротивление *R*. В рабочем положении главный и вспомогательный контакты располагаются на одном и том же ответвлении и сопротивление *R* оказывается замкнутым накоротко.



Фиг. 122. Регулирование ступенями токоограничивающим сопротивлением *R*. $s = 6$.



Фиг. 123 a и b. Регулирование ступенями с дросселем *D* как делителем напряжения. $s = 5$.

Вместо сопротивления можно применять также дроссель. Такая схема, которая часто применяется для регулирования напряжения на однофазных электротяговых моторах, представлена на фиг. 123, *a* и *b*.

В схеме по фиг. 123, *a* концы дросселя в рабочем положении присоединены к двум соседним ответвлениям трансформатора и дроссель действует как делитель напряжения. В переходном положении один из скользящих контактов не замкнут, так что ток протекает кратковременно через половину дросселя, железо которого так сильно насыщается главным током, что

вызываемое падение напряжения очень незначительно. При применении схемы фиг. 123,*b* различают два рабочих положения. В первом случае оба передвижных контакта лежат на одном и том же ответвлении (как на фиг. 123,*b*). Дроссель замкнут накоротко, но с равномерным распределением тока между контактами.

В другом случае оба скользящих контакта лежат на двух соседних выводах, что соответствует фиг. 123,*a*; дроссель действует при этом как делитель напряжения. Во время перехода из одного положения в другое главный ток протекает только через одну половину дросселя.

Включение по схеме фиг. 123,*b* имеет то преимущество, что при ней число ответвлений меньше, чем при схеме фиг. 123,*a*: именно при нечетном числе s ступеней напряжения в первом случае (фиг. 123,*a*) число ответвлений $a = s$, а во втором случае (фиг. 123,*b*) только $a = \frac{(s-1)}{2}$. Однако дроссель для включения по фиг. 123,*b* должен браться на двойное напряжение и вызываемое дросселем падение напряжения при переходе от одной ступени к следующей соответственно больше.

b) Посредством подразделения обмотки. Можно обойтись без дросселя, если трансформатор имеет две параллельно включенные ветви обмотки, которые действуют подобно дросселю в схемах фиг. 123,*a* и *b*. Такое включение представлено на фиг. 124,*a* и *b*, причем опять для ясности первичная обмотка отсутствует.

На фиг. 124,*a* вся вторичная обмотка выполнена с двумя параллельными ветвями; на фиг. 124,*b* параллельные ветви имеет только некоторая ее часть, реактивное сопротивление которой достаточно, чтобы ограничить уравнительные токи, которые появляются при расположении скользящих контактов на соседних ответвлениях.

Обыкновенно применяют только такие схемы включения, при которых, как на фиг. 123,*b*, оба скользящие контакта лежат на одинаковых ответвлениях. Схемы, при которых регулируемая часть обмотки переключается посредством одно- или двухполюсного переключателя (фиг. 119,*a* и 120,*a* и *b*), позволяют легко выполнять конструктивно переключение без перерыва главного тока, поскольку с помощью одного из описанных средств разрыва тока можно избежать и сделать закорачивание части обмотки безвредным.

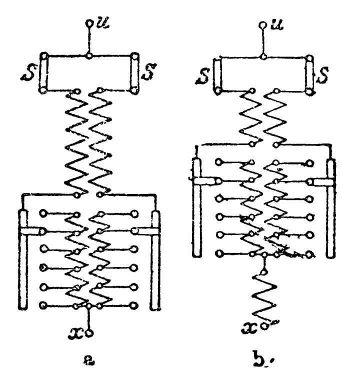
При однополюсном переключателе (как, например, на фиг. 119,*a*) при наивысшем положении скользящего контакта надо соединить контакты U_1 с U_2, затем скользящий контакт перевести в нижнее положение, после чего переключить выключатель S.

При двухполюсном переключении, как, например, на фиг. 120,*a*, контакты, которые не соединены с регулировочной обмоткой (на фиг. 120,*a* ведущие U_1 и U_2) выбираются таких размеров, чтобы при переключении не настунало перерыва главного тока.

4. ВЫПОЛНЕНИЕ РЕГУЛИРУЕМЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

а) Устройство специальных перерывающих выключателей. В описанных в разделе 3 этой главы устройствах ток, который образуется при закорачивании ступеней обмотки, хотя сильно уменьшается с помощью сопротивления или дросселя, однако он не подавляется полностью. При дальнейших операциях он прерывается, причем на скользящем контакте появляется искра. У сетевых трансформаторов, которые строятся большей частью для высоких напряжений, обычно контактный аппарат вместе с главным трансформатором или с особым регулировочным трансформатором устанавливается в общем масляном баке. Поэтому при искрообразовании на контактах масло может загрязняться и обмотка высокого напряжения подвергаться опасности пробоя.

Более целесообразно регулирующее устройство выполнять так, чтобы особый выключатель располагался вне бака трансформатора. Часто этот выключатель выполняется воздушного типа. После разрыва тока таким выключателем переключение на скользящих контактах происходит уже без тока и, следовательно, не сопровождается появлением искр. В схемах с сопротивлением, как, например, на фиг. 122, сопротивление также устанавливается вне трансформатора.



Фиг. 124 a и b. Регулирование ступенями по фиг. 123 b с раздвоенной обмоткой. $s = 6$.

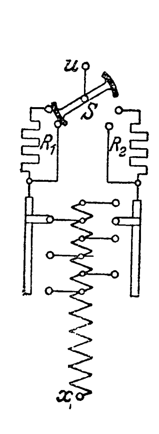
Такой выключатель (S), называемый также „выключателем нагрузки“, изображен в верхних частях фиг. 122, 123,*a* и *b*, 124,*a* и *b*. При включении по схеме 122 при переходе на следующую ступень сначала размыкается левый выключатель (S); после этого левый скользящий контакт передвигается без тока на одну ступень, после чего левый выключатель опять замыкается. Затем размыкается правый выключатель S, правый свободный от тока скользящий контакт переводится на следующую ступень, и наконец, правый выключатель опять замыкается.

Такова же последовательность переключения на фиг. 123,*a* и *b* и 124,*a* и *b*, из которых мы кратко поясним только фиг. 123,*a*.

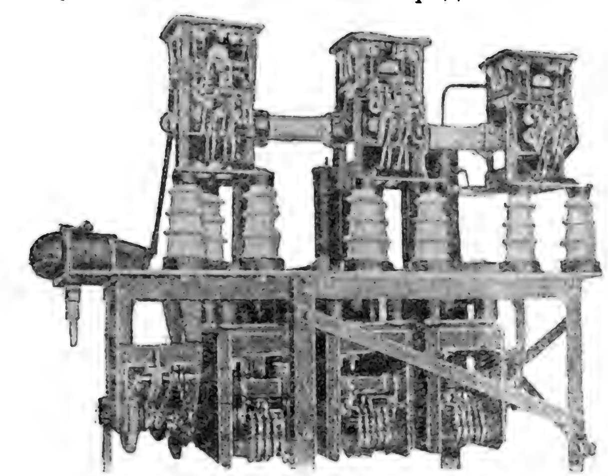
При переходе с одной ступени на другую, например, на высшую ступень напряжения (фиг. 123,*a*) размыкается сначала левый выключатель S, затем левый свободный от тока скользящий контакт передвигается на одну ступень, и наконец, левый выключатель опять замыкается. То же самое и в той же последовательности повторяется и на правой стороне, если напряжение должно повыситься на следующую ступень. Также происходит переключение и во всех других данных здесь схемах.

b) Схема Янсена (Jansen). Большое распространение имеет представленная на фиг. 125 схема, предложенная Янсеном.

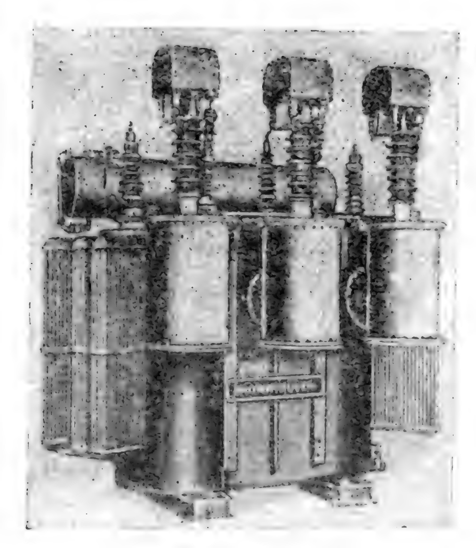
В представленном на фиг. 125 рабочем положении главный ток протекает через левый скользящий контакт. При переходе к следующему рабочему положению сначала передвигается на



Фиг. 125. Включение по Янсену. $s. = 6$.



Фиг. 126. Трехфазный ступенчатый регулятор по Янсену фирмы Бергман.



Фиг. 127. Трехфазный трансформатор с выключателем для регулировки ступенями 3 800 kNA, 66 000 x + 6·900 V фирмы Броун-Бовери.

следующую ступень свободный от тока правый скользящий контакт. Затем верхний соединенный с зажимом *u* выключатель S поворачивается в горизонтальное положение, при котором сопротивления R_1 и R_2 включаются последовательно между двумя соседними ответвлениями трансформатора. Потом выключатель S вращается далее до положения, симметричного изображенному на фиг. 125. Текущий через R_1 ток прерывается, сопротивление R_2 некоторое время обтекается главным током и, наконец, замыкается накоротко. Весь процесс совершается очень быстро (в сотые доли секунды), так что сопротивления только кратковременно находятся под током. Для соблюдения правильного чередования переключающих операций устраивают соответствующий привод, приводимый в действие вручную или от мотора.

Во избежание того чтобы выключатель S оставался в промежуточном положении, длительно пропуская ток через сопротивления, одновременно с передвижением скользящего контакта

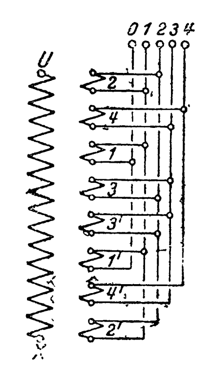
возводится специальная пружина, которая после установки скользящего контакта приводит в действие выключатель S, даже в том случае, если привод перестанет работать по какой-либо причине. Прерывающий выключатель выполняется как быстродействующий выключатель.

На фиг. 126 представлен выполненный фирмой Бергман трехфазный ступенчатый переключатель по Янсену, который помещают в трансформатор или рядом с ним. В нижней части виден ступенчатый выключатель с скользящими контактами, в верхней — прерывающий выключатель с сопротивлениями.

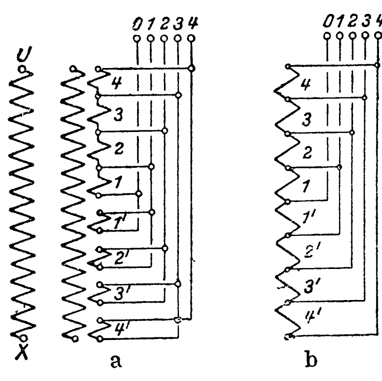
Фиг. 127 изображает трехфазный регулируемый под нагрузкой трансформатор фирмы BBC с ступенчатым переключателем. Прерывающий выключатель выполнен воздушным.

5. РАСПОЛОЖЕНИЕ ОБМОТОК И ЕЕ ЧАСТЕЙ

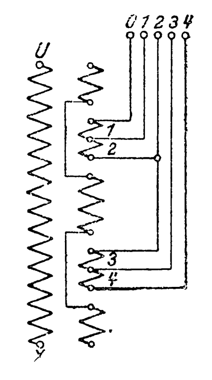
Вследствие отключения от обмотки части витков в трансформаторе возникает несимметрия, которая, особенно при регулировании в широких пределах, вызывает недопустимо большое



Фиг. 128. Симметричное распределение ступеней обмотки.



Фиг. 129. Расположение ступеней обмотки при регулировании напряжения в узких пределах. *b* — при обратной намотке нижней половины обмотки.



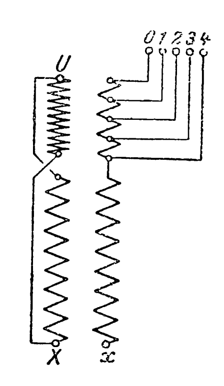
Фиг. 130. Другое расположение частей обмотки.

напряжение рассеяния, добавочные потери и механические усилия. Этот недостаток возможно уменьшить, если каждую ступень обмотки располагать по всей высоте сердечника. Так как практически это невыполнимо, то при регулировании напряжения в широких пределах необходимо по меньшей мере отдельные ступени обмотки составлять из двух симметрично располагаемых частей, включаемых последовательно или параллельно. Отдельные ступени обмотки могут, кроме того, так располагаться друг по отношению к другу, чтобы на каждой ступени напряжения рассеяние было по возможности минимальным.

Фиг. 128 дает пример четырехступенчатой обмотки с регулированием напряжения вниз до нуля. На первой (наинизшей) ступени напряжения включены только катушки *1* и *1'*. На второй — *1*, *1'*, *2*, *2'* и т. д. Если напряжение не должно регулироваться

вниз до нуля, то витки отключаемой части обмотки целесообразно равномерно распределить по всей высоте обмотки (как на фиг. 129,*а*) или расположить их между отдельными частями регулируемой обмотки (как на фиг. 130).

Если регулирование напряжения требуется в ограниченных пределах примерно до ± 20% (как у сетевых трансформаторов), то можно последовательность расположения ступеней обмотки на сердечнике согласовать с последовательностью самого переключения. Такое расположение представлено на фиг. 129,*а* для случая, когда нерегулируемая часть обмотки (на фигуре средняя) распределена равномерно по всей высоте сердечника. Проще и яснее становится схема обмотки, когда нижние половины (*1'*, *2'*, *3'*, *4'*) отключаемых катушек наматываются в обратном направлении по сравнению с верхними половинами (*1*, *2*, *3*, *4*). На фиг, 129,*b* представлена такая схема регулируемой части вторичной обмотки.



Фиг. 131. Специальная схема первичной обмотки для регулирования ступенями.

Еще более простая, но менее совершенная схема обмотки показана на фиг. 130. Отдельные ступени обмотки, намотанные в одном направлении, разбиты на 2 группы и размещены внутри нерегулируемой части обмотки.

Можно бы было избежать вредного действия несимметрии, если бы для каждой ступени обмотки имелась особая приключенная к сети первичная обмотка такой же высоты и так же расположенная, как и соответствующая ступень обмотки; все первичные обмотки должны были бы включаться параллельно и иметь одинаковое число витков. Трансформатор вследствие этого удорожался бы и пострадала бы его надежность в работе. В большинстве практических случаев достаточно, однако, чтобы все ступени регулируемой обмотки были так расположены по отношению к особой первичной обмотке, как представлено на фиг. 131. Одна часть первичной обмотки (на фиг. 131 нижняя) соответствует по высоте неотключаемой части вторичной обмотки, ампервитки которой она компенсирует, другая же часть первичной обмотки (на фиг. 131 верхняя) располагается против отключаемой части вторичной обмотки. Ток во второй первичной обмотке устанавливается таковым, что он уравновешивает ампервитки отключаемой части обмотки.

Однако такое распределение первичной обмотки удорожает трансформатор, особенно если номинальное напряжение этой обмотки очень велико. Поэтому часто целесообразно устраивать третью обмотку, состоящую из параллельно включаемых частей, которая имеет целью выравнивать неравномерную линейную нагрузку вторичной обмотки, „сдвигать" некоторым образом токораспределение. Такую обмотку называют поэтому „сдвигающей обмоткой". Изображенную на фиг. 131 первичную обмотку мы можем принять за „сдвигающую", если кроме нее имеется еще первичная обмотка, равномерно распределенная по всей высоте сердечника.

G. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ

I. КОЭФИЦИЕНТ ТРАНСФОРМАЦИИ И СХЕМЫ СОЕДИНЕНИЯ ОБМОТОК

а) **Коэфициент трансформации.** Коэфициент трансформации должен быть определен очень точно, чтобы иметь возможность судить о том, годны ли трансформаторы для совместной параллельной работы. В гл. Д,3,f мы видели что отклонение коэфициента трансформации на несколько тысячных от предписанного значения влечет за собой заметную перегрузку одного из параллельно включенных трансформаторов.

По § 11 RET 1930 г. коэфициент трансформации определяется отношением чисел витков. Напротив, § 11 старых RET 1923 г. определяет коэфициент трансформации как отношение напряжений при холостом ходе. (ср. гл. Д,3,f). Разница коэфициентов трансформации по этим двум определениям зависит, главным образом, от величины относительного намагничивающего тока и относительного реактивного падения напряжения при номинальном токе в первичной обмотке. Так, например, при реактивной составляющей относительного номинального напряжения короткого замыкания, равной 5% от номинального напряжения, причем примем, что половина относится к первичной обмотке и основной гармонике намагничивающего тока, равной 10% от номинального тока, разница в коэфициентах трансформации, определенных по напряжению и по виткам, получается равной примерно $0,1 \cdot \frac{1}{2} \cdot 5\% = 0,25\%$. При больших намагничивающих токах эта разница может быть уже значительна.

Мы видим в гл. Д,3,f, что для хорошей параллельной работы совпадение отношений напряжений холостого хода важнее, чем отношений чисел витков. Поэтому для параллельной работы достаточно определить отношение номинальных напряжений холостого хода. Чтобы получить коэфициент трансформации в соответствии с § 11 RET 1930 г., мы должны исключить влияние намагничивающего тока. Это возможно с достаточной точностью, если мы будем определять отношение напряжений при пониженных напряжениях и считать его равным отношению чисел витков. Обыкновенно достаточно уменьшение напряжения до 0,8 номинального напряжения, так как при этом намагничивающий ток очень быстро падает. Мы можем тогда считать

$$ü = \frac{w_в}{w_н} = \frac{U_в}{U_н}, \qquad (180)$$

где $U_в$ и $U_н$ измеренные при холостом ходе напряжения на высоковольтной и низковольтной обмотках.

В практике коэфициент трансформации определяется при напряжении, значительно меньшем чем 0,8, от номинального напряжения. При этом, однако, нужно учесть, что влияние намагничивающего тока на коэфициент трансформации при индукции в сердечнике, которая лежит ниже точки касания прямой, про-

веденной из начала координат касательно к кривой намагничивания, опять возрастает. Влияние активной составляющей тока холостого хода практически не зависит от напряжения, так как она пропорциональна напряжению.

Определение коэфициента трансформации по измеренным напряжениям с точностью до нескольких тысячных предполагает наличие очень точного вольтметра. Предположим, что относительная ошибка показаний может составить $\pm\delta$ и пусть в неблагоприятнейшем случае одно напряжение измерено увеличенным, а другое уменьшенным, тогда получаем

$$\ddot{u}' = \frac{U_в'}{U_н'} = \frac{(1\pm\delta)\ U_в}{(1\mp\delta)\ U_н} \approx \ddot{u}\ (1\pm 2\delta), \tag{180a}$$

где ошибочные величины снабжены значком прим (′).

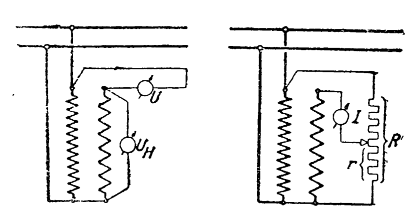
При относительной ошибке измерения напряжений в $\pm 0{,}5\%$ ошибка в коэфициенте трансформации в неблагоприятнейшем случае составит уже 1%.

Бóльшая точность может быть достигнута при не очень больших значениях $\ddot{u}$, если кроме низшего напряжения $U_н$ измерять не высшее напряжение, но разность напряжений $U = (U_в - U_н)$ по схеме фиг. 132.

Тогда

$$\ddot{u}' = 1 + \frac{(1\pm\delta)\ (U_в - U_н)}{(1\mp\delta)\ U_н} = \ddot{u}\ \left(1 \pm \frac{\ddot{u}-1}{\ddot{u}}\, 2\delta\right). \tag{180b}$$

Ошибка здесь тем меньше, чем меньше $\ddot{u}$, и в случае $\ddot{u} = 2$ равна только половине той, которая получается при определении коэфициента трансформации по высшему и низшему напряжениям.



Фиг. 132 и 133. Измерение коэфициента трансформации: фиг. 132 по низшему напряжению $U_н$ и разностному напряжению U; фиг. 133 посредством делителя напряжения.

Коэфициент трансформации может быть определен довольно точно применением практически безиндукционного и безъемкостного делителя напряжения по схеме фиг. 133.

Сопротивление r делителя напряжения выбирается таким по отношению к общему сопротивлению R, чтобы указатель тока в цепи обмотки низкого напряжения не давал отклонения. Тогда коэфициент трансформации

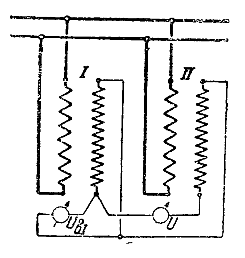
$$\ddot{u} = \frac{U_в}{U_н} = \frac{R}{r}. \tag{180c}$$

При таком измерении влияние намагничивающих токов может сделаться заметным вследствие того, что напряжение $\dot{U}_н$ неточно совпадает по фазе с напряжением $\dot{U}_в$. Отклонение указателя тока не приводится к нулю посредством установки сопротивления r.

Применяя для установки сопротивления r ваттметр, неподвижная катушка которого вместе с добавочным сопротивлением включается на высокое напряжение, а подвижная катушка включается в цепь обмотки низкого напряжения, можно в каждом случае так установить сопротивление, что отклонение ваттметра будет равно нулю.

По направлению отклонения можно видеть, в каком направлении нужно менять сопротивление r, чтобы не получить отклонения.

Очень точное значение коэфициента трансформации можно получить при помощи мостика Шеринга тем же методом, который применяется для определения коэфициента трансформации измерительных трансформаторов [Л. 92].



Фиг. 134. Измерение разности коэфициентов трансформации двух трансформаторов.

Чтобы определить разность коэфициентов трансформации двух трансформаторов, предназначенных для параллельной работы, можно включать трансформаторы по фиг. 134 и кроме напряжения $U_{в_I}$ одного трансформатора измерять еще разность напряжений U. Предполагая, что напряжения $U_{в_I}$ и $U_{в_{II}}$ совпадают по фазе, получим

$$U_{в_{II}} = U_{в_I} \pm U. \tag{181a}$$

Если обозначим коэфициенты трансформации обоих трансформаторов через

$$ü_{I} = \frac{U_{в_I}}{U_{н_I}} \quad и \quad ü_{II} = \frac{U_{в_{II}}}{U_{н_{II}}} \tag{181b}$$

и допустим, что при включении $U_{н_I} = U_{н_{II}}$, то получаем

$$\frac{ü_{I}}{ü_{II}} = \frac{U_{в_I}}{U_{в_{II}}} = \frac{U_{в_I}}{U_{в_I} \pm U} = 1 \mp \frac{U}{U_{в_I} \pm U}. \tag{181}$$

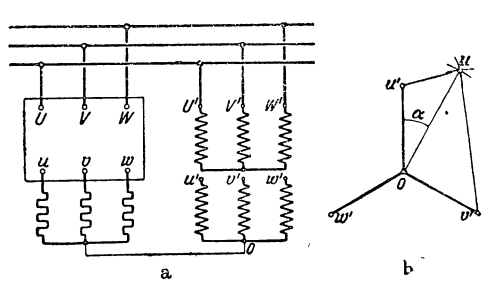
Это отношение, как правило, может отклоняться от единицы самое большее на несколько тысячных, поэтому оно должно определяться очень точно. Точность определения зависит, главным образом, от того, с какой точностью может быть измерено напряжение U. Так как малые переменные напряжения трудно измерять, рекомендуется питать трансформаторы со стороны низкого напряжения так, как показано на фиг. 134.

Предположение, что напряжения на вторичной стороне совпадают по фазе, вообще не всегда верно, так что, как правило, по уравнению (181) мы получаем преувеличенное отклонение отношения коэфициентов трансформации от единицы. Ошибку легко можно оценить. Несовпадение фаз вторичных напряжений зависит, главным образом, от первичных активных сопротивлений и разности относительных намагничивающих токов. Предположим, что активная составляющая номинального напряжения короткого замыкания равна 2% от номинального напряжения, причем половина падает на первичную обмотку и разность

относительных намагничивающих токов равна 10% от номинального тока, тогда наибольшая ошибка при определении отношения коэфициентов трансформации по уравнению (181) будет равна $0{,}1 \cdot \frac{1}{2} \cdot 2\% = 0{,}1\%$. Если мы производим измерение при значительно меньшем напряжении, чем номинальное, то возможная ошибка будет значительно меньше.

Определение коэфициентов трансформации трехфазного трансформатора предполагает в общем, что при измерениях приложенное напряжение симметрично. Если это не соблюдено, то при измерении коэфициентов трансформации трансформаторов группы C и D может появиться ошибка, которой [Л. 98] можно избежать, если при группах C_1, D_1, C_3 и D_3 коэфициенты трансформации определять, деля на $\sqrt{3}$ отношение напряжений $U-V$ и $o-u$, $V-W$ и $o-v$, $W-U$ и $o-w$, а при группах C_2 и D_2, умножая на $\sqrt{3}$ отношение напряжений $O-U$ и $w-u$, $O-V$ и $u-v$, $O-W$ и $v-w$.

b) Схема соединения. У однофазных трансформаторов согласно табл. 1 RET 1930 г. (см. стр. 125) обмотки должны быть намотаны в одном направлении. При одинаковой намотке обмоток напряжения обмотки высшего напряжения UV и обмотки низшего напряжения uv направлены в одну сторону, при намотке в различных направлениях — в противоположные.



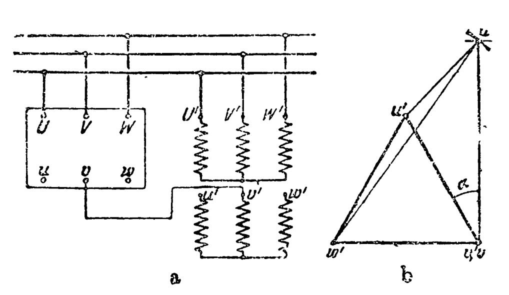
Фиг. 135. Определение группы соединения обмоток при создании искусственной нулевой точки. *a* — схема включения; *b* — векторная диаграмма.

Для испытания одна обмотка трансформатора включается на напряжение. Соединяем зажимы V и v и измеряем напряжение между зажимами U и u. Если оно меньше, чем напряжение $V-u$, измеренное при соединенных зажимах U и v, то намотки одинаковые. Если, наоборот, напряжение $V-u$ меньше, чем напряжение $U-u$, то направления намоток различные. Направления намоток можно также определить посредством поляризованного вольтметра, который один раз включается на зажимы V и U, другой — на клеммы v и u. Если одна из обеих обмоток питается постоянным током, то вольтметр при включении постоянного тока должен в обоих случаях отклоняться в одинаковом направлении, если намотки одинаковые.

Группу соединения у трехфазного трансформатора можно определить посредством сравнения с трансформатором, у которого известно положение вторичной звезды напряжений относительно первичной и коэфициент трансформации приблизительно таков же, как и у испытуемого трансформатора. Целесообразно брать вспомогательный трансформатор с соединением обмоток в звезду, как указано на правой стороне фиг. 135. У испытуемого

трансформатора (левая сторона фиг. 135,*a*) пусть известны только обозначения зажимов. На вторичной стороне этого трансформатора создают искусственную нулевую точку посредством сопротивлений и соединяют ее с нулевой точкой вторичной обмотки вспомогательного трансформатора. Измерением напряжений между зажимами Ou', Ou, $u'u$ и $v'u$ (см. фиг. 135,*b*) можно определить взаимное положение векторов $\dot{\overline{Ou'}}$ и $\dot{\overline{Ou}}$. Подобным же образом определяется сдвиг фаз между векторами других фазных напряжений. Измерение напряжений $v'u$ необходимо для того, чтобы установить, опережает ли вектор $\dot{\overline{Ou}}$ вектор $\dot{\overline{Ou'}}$ или отстает от него.

Для определения угла сдвига фаз, например, между напряжениями $v'u'$ и vu без искусственной нулевой точки можно включать трансформатор по фиг. 136,*a* и измерять напряжения $u'v'$, $v'w'$, $w'u'$ так же, как и напряжения $u'u$, $v'u$ и $w'u$. Угол α между напряжениями $\dot{\overline{v'u'}}$ и $\dot{\overline{vu}}$ получается по способу, указанному на фиг. 136,*b*.



Фиг. 136. Определение группы без искусственной нулевой точки. *a* — схема включения; *b* — векторная диаграмма.

При небольших коэфициентах трансформации можно обойтись без вспомогательного трансформатора. При измерении соединяют, например, зажимы *V* и *v* друг с другом (фиг. 136,*a*) и питают обмотку высшего напряжения пониженным напряжением. Измеряя напряжения $U - V$, $V - W$, $W - U$, $U - u$, $U - w$, $W - u$ и $W - w$, можно так же, как и на фиг. 136,*b*, определить взаимное положение треугольников напряжений высоковольтной и низковольтной сторон.

2. ХОЛОСТОЙ ХОД И КОРОТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ

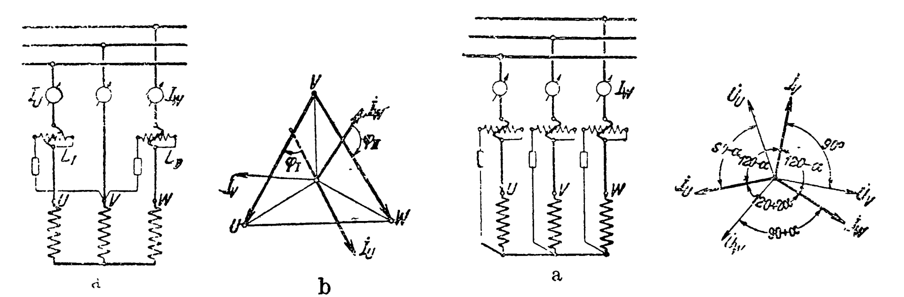
а) Измерение мощности. Потери при холостом ходе и коротком замыкании измеряются ваттметром. О включении ваттметров и требуемой поправке к показанию измерительного прибора было уже сказано в гл. K,I, d,т. II. При трехфазном трансформаторе можно измерять мощность двумя или тремя ваттметрами.

Схема соединения для измерения потерь холостого хода двумя ваттметрами представлена на фиг. 137,*a*, а соответствующая векторная диаграмма для симметричного трансформатора — на фиг. 137,*b*. Угол φ_I между током $\dot{I}_U$ и напряжением $\dot{\overline{VU}}$ ваттметра L_I острый, а угол φ_{II} между током $\dot{I}_W$ и напряжением $\dot{\overline{VW}}$ во втором ваттметре L_{II} тупой. Сумма показаний обоих ваттметров дает при включении по фиг. 137,*a* мощность, поглощаемую трансформатором.

Показания обоих ваттметров обычно имеют разные знаки, и, так как они обыкновенно очень мало отличаются друг от друга то измерения при холостом ходе с двумя ваттметрами не очень точны.

Включение трех ваттметров, как показано на фиг. 138,*a*, предполагает доступность нулевой точки обмотки или возможность создания искусственной нулевой точки посредством сопротивлений (на фиг. маленькие прямоугольники) в цепи напряжения ваттметра. При таком включении также складывают показания трех ваттметров. Они имеют при симметричном трансформаторе одинаковые знаки. Но коэфициенты мощности так же, как и при однофазном включении, очень малы примерно около 0,1.

Обыкновенным ваттметром, у которого без его перегрузки максимальное отклонение получается только при $\cos\varphi = 1$,



Фиг. 137. Измерение мощности двумя ваттметрами. *a* — схема включения; *b* — векторная диаграмма.

Фиг. 138. Измерение мощности тремя ваттметрами. *a* — схема включения; *b* — векторная диаграмма.

невозможно получить достаточно точного отсчета. Поэтому для измерений берется специальный ваттметр для небольших коэфициентов мощности, у которого наибольшее удобное для отсчета отклонение наступает уже при больших углах сдвига между током и напряжением. Если применяется такой ваттметр, то измерение тремя ваттметрами по схеме фиг. 138,*a* точнее, чем двумя по схеме фиг. 137,*a*.

У несимметричного трансформатора с первичной обмоткой, соединенной звездой без нулевого провода, при измерении тремя ваттметрами по фиг. 138 мощность одной из фаз может быть отрицательной, т. е. один ваттметр отклоняется не в том направлении, в каком отклоняются оба другие. Показание этого ваттметра имеет отрицательный знак. Как мы видели в гл. A,4,b, у несимметричного трансформатора основные гармоники намагничивающих токов взаимно сдвинуты по фазе на 120° (фиг. 26). В общем случае углы сдвига фаз следующих друг за другом токов $\dot{I}_U$, $\dot{I}_V$, $\dot{I}_W$ $120° - \alpha°$, $120° - \alpha°$, $120° + 2\alpha°$, причем угол α зависит от индукции в сердечнике. Если пренебречь потерями в трансформаторе, то общая поглощаемая мощность должна быть равна нулю. Напряжения $\dot{U}_U$, $\dot{U}_V$, $\dot{U}_W$, сдвинутые взаимно

по фазе на 120°, не могут иметь иного положения по отношению к токам, чем показанное на фиг. 138,*b*. Мощность поглощаемая фазой *V*, равна нулю, а в двух других фазах они противоположны и равны, т. е. происходит обмен мощностью между двумя внешними фазами. К этой мощности прибавляются потери в отдельных фазах; если они в обеих внешних фазах меньше, чем обмениваемая мощность $U_U I_U \sin \alpha$, то мощность, поглощаемая одной из внешних фаз, отрицательна.

У высоковольтных трансформаторов измерения производятся на стороне низшего напряжения, но если последнее все-таки очень высоко, то рекомендуется включать измерительные приборы через измерительные трансформаторы. Вторичная обмотка измерительного трансформатора должна быть заземлена. Сказанное об измерении мощности при холостом ходе применимо и к измерениям при коротком замыкании у больших трансформаторов, так как при этом коэфициент мощности также очень мал.

b) Потери при холостом ходе. При холостом ходе трансформатора ваттметр измеряет сумму следующих потерь: потерь в железе в главной цепи, добавочных потерь холостого хода в металлических деталях конструкции и в масляном баке, диэлектрических потерь и джоулевых потерь в активном сопротивлении первичной обмотки. Джоулевы потери по сравнению с остальными потерями очень малы, так как ток холостого хода, как правило, меньше 10% от номинального тока, а потери пропорциональны квадрату тока. Они могут быть подсчитаны с достаточной точностью по активному сопротивлению первичной обмотки. Относительно большее значение джоулевы потери могут иметь в том случае, если при измерении используется только часть обмотки, чтобы приспособить требуемое напряжение при опыте холостого хода к напряжению располагаемого источника тока. Если мы отнимем джоулевы потери, поскольку они рассматриваются нами, от измеренных потерь холостого хода, то останутся еще потери в железе в главной цепи, добавочные потери в деталях конструкциии в масляном баке и потери в диэлектрике. При измерении можно выделить джоулевы потери, включая токовую катушку ваттметра в первичную цепь тока, а катушку напряжения на вторичные зажимы, напряжение между которыми практически равно э. д. с. Этим способом, который исключает джоулевы потери, пользуются при так называемом „предварительном" измерении потерь в железе, при котором намагничивающая обмотка и обмотка напряжения состоят из небольшого числа временно намотанных витков.

Диэлектрические потери имеют значение только у высоковольтных трансформаторов. Они также очень малы по сравнению с потерями в железе. Это следует из того, что объем твердых изолирующих материалов, особенно тех, которые находятся в области сильных электрических полей, мал по сравнению с объемом железа и плотность энергии в максимально нагруженных частях должна быть мала, чтобы не вызывать недопустимого местного перегрева диэлектрика. Масло, которое также нужно считать за диэлектрик, находится почти исключительно в области

относительно слабого электрического поля, так что диэлектрические потери в масле равным образом незначительны. Поэтому потери в диэлектрике только постольку имеют значение, поскольку они могут вызвать местные парегревы изолирующих материалов. Общими потерями в диэлектрике, как правило, по сравнению с потерями в железе пренебрегают.

Вычитая джоулевы потери из измеренных потерь холостого хода, мы, следовательно, получим в основном потери в железе и добавочные потери в деталях конструкции и в баке.

Из этих потерь мы можем выделить потери в баке, если произведем измерение без бака, поскольку это возможно будет с точки зрения электрической прочности трансформатора. Добавочные потери в деталях конструкции и в баке малы, если при соединении в звезду питаемой обмотки нулевая ее точка соединена с источником тока или если одна из обмоток трансформатора соединена в треугольник. В последнем случае появляются, правда, незначительные потери в обмотке, соединенной в треугольник. Добавочные потери можно измерить непосредственно, если известны составляющие тока, которые возбуждают поток между ярмами (ср. с разделом С этой главы).

Чтобы представить потери как функцию индукции в сердечнике, мы должны подсчитать последнюю известным способом по э. д. с., которую мы можем непосредственно измерять на разомкнутой обмотке трансформатора [см., например, уравнение (6)]. Если число витков обмотки неизвестно, нужно намотать на сердечник специальную измерительную обмотку, которая по возможности должна располагаться неблизко от места соединения листов сердечника и ярма. Если мы произведем измерение при постоянной индукции в сердечнике и переменной частоте переменного тока и нанесем частное от деления потерь на частоту как функцию частоты, то можем отделить известным способом (см. гл. III, Е, 3, т. I) потери на гистерезис от остальных потерь в железе. Так как потери на гистерезис пропорциональны первой степени частоты, а остальные потери при не слишком высоких частотах растут пропорционально квадрату частоты, то отрезок на оси ординат (частота нуль) от прямолинейно экстраполируемой кривой представит потери на гистерезис, отнесенные к частоте в первой степени.

Потери на гистерезис приблизительно пропорциональны квадрату максимального значения индукции, следовательно, они не зависят, как потери от вихревых токов, от эффективного значения э. д. с., но зависят, согласно гл. II,С, I, уравнение (115b), т. I, от среднего ее значения. Если кривая э. д. с., которую мы измеряем на разомкнутой обмотке трансформатора, отклоняется от синусоиды, то это заметно влияет на потери на гистерезис и желательно произвести пересчет измеренных потерь на гистерезис $Q_г$ на синусоидальную кривую потока $Q_{гс}$.

Так как при изменении во времени поток за полупериод только один раз меняет знак, и следовательно, э. д. с. за каждую

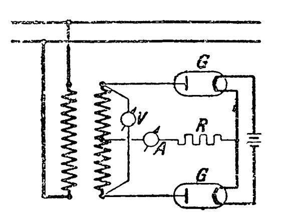
полуволну только один раз равна нулю, то можно произвести этот пересчет по уравнению

$$Q_{гс} = \left(\frac{\xi_E}{\xi_{Ec}}\right)^2 Q_г = 0{,}814\ \xi_E^2 Q_г, \quad (182)$$

где ξ_E — коэфициент формы кривой э. д. с., при которой произведено измерение.

Коэфициент формы кривой можно подсчитать, если снять осциллограмму кривой э. д. с. Он равен отношению эффективного значения к среднему для одной полуволны.

Эффективное и среднее значения могут быть измерены непосредственно, причем среднее значение посредством поляризованного измерительного прибора после выпрямления переменного тока. Для выпрямления могут применяться две катодные трубки с прямолинейными характеристиками, включенными по схеме фиг. 139, причем вторичная обмотка должна иметь вывод в середине. Выпрямленный ток, проходящий через сопротивление R, которое берется достаточно большим, чтобы падение напряжения в катодных трубках было исчезающе мало по сравнению с падением напряжения в сопротивлении, измеряется чувствительным амперметром A. Искомое среднее значение напряжения получается через умножение сопротивления R на удвоенное значение измеренного тока.



Фиг. 139. Схема для определения коэфициента кривой напряжения.

Эффективное значение напряжения измеряется вольтметром V. Так как выпрямленный ток имеет такое же эффективное значение, как и переменный ток, то напряжение на сопротивлении может измеряться одновременно вольтметром, который дает эффективное значение (электродинамический прибор), и прибором, который дает среднее значение (поляризованный прибор). Отношение этих показаний дает коэфициент формы кривой. В этом случае падение напряжения в трубках не принимается во внимание, следовательно, сопротивление R берется не таким большим, как в первом случае. Ответвление от вторичной обмотки позволяет обойтись без четырех катодных трубок [Л 88].

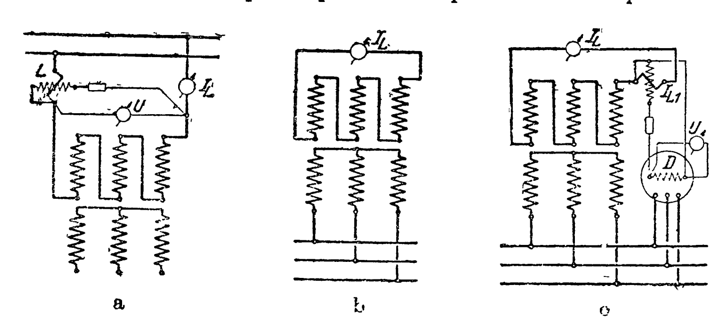
Добавочные потери, как мы видели в гл. A,2, b, A,3, A,4, b и A,5, b, зависят от кривой э. д. с. трансформатора и могут быть при кривой напряжения, сглаженной третьей гармоникой, значительно больше, чем при синусоидальном напряжении.

У широко применяемого теперь в трансформаторах высоколегированного железа температурный коэфициент (гл. II, LI, т. I) очень мал, так что потери в железе главной магнитной цепи практически не зависят от температуры. У обыкновенного железа, наоборот, получается заметное уменьшение потерь от вихревых токов с повышением температуры. Также падают и добавочные потери с ростом температуры.

Если это влияние при измерении потерь холостого хода должно быть учтено, то необходимо производить это измерение в тепло-

вых условиях, соответствующих рабочему режиму трансформатора, или же пересчитать потери от вихревых токов и добавосные потери, отнеся их к рабочему режиму. Потери на гистерезич практически не зависят от температуры.

с) Ярмовой поток и вызываемые им потери. Чтобы определить значение проводимости ярмового потока, который проходит от ярма к ярму, вне первичной обмотки, через окружающее пространство и масляный бак (гл. А, 5), определим сначала магнитную характеристику $U(I_в)$ при последовательном соединении (незамкнутый треугольник) всех фаз первичной обмотки трансформатора (фиг. 140,*a*). Эта характеристика практически прямолинейна.



Фиг. 140. Включения. *a* — для определения проводимости Λ и потерь воздушного потока; *b* — для приближенного определения тока $I_в$; *c* — для выделения основной гармоники.

По измеренному напряжению U подсчитаем максимальное значение потока $\Phi_в$ при числе витков одной фазы w_1. Максимальное магнитное напряжение получается по измеренному току $I_в$:

$$V_в = \sqrt{2} w_1 I_в. \qquad (183a)$$

Отсюда получаем проводимость Λ ярмового потока [уравнение (38)]:

$$\Lambda = \frac{\Phi_в}{V_в} = \frac{\Phi_в}{\sqrt{2} w_1 I_в}, \qquad (183)$$

которая практически не зависит от $\Phi_в$ или $I_в$. Если проводить этот опыт при утроенной частоте (так как в ярмовом потоке преобладает, главным образом, третья гармоника) и одновременно измерять потребляемую мощность, то получим после вычитания джоулевых потерь, которые легко могут быть подсчитаны, добавочные потери, вызванные ярмовым потоком тройной частоты.

Так как согласно гл. А,2, с ток в обмотке, включенной в треугольник, почти полностью уничтожает ярмовой поток (см. также гл. А,5, b), то мы можем следующим образом приближенно измерять ток $I_в$ для номинальных условий (фиг. 140,*b*): соединенная в звезду (без нулевого провода) вторичная обмотка присоединяется к номинальному напряжению при номинальной частоте, причем первичная обмотка, соединенная в треугольник, замыкается через амперметр, который и позволяет измерить ток $I_в$, соответствующий ярмовому потоку.

В гл. A, 4, b было показано, что ярмовой поток при несимметричном трехфазном трансформаторе содержит кроме третьей гормоники также еще значительную первую гармонику (см. фиг. 24). Поэтому, когда мы измеряем добавочные потери при питании первичной обмотки при тройной частоте и токе, измеренном в треугольнике первичной обмотки, при указанном выше опыте (фиг. 140,*b*), то мы получаем добавочные потери несколько преувеличенными. Чтобы определить их точнее, мы должны при питании вторичной обмотки номинальным напряжением при номинальной частоте снимать осциллограмму тока в треугольнике первичной обмотки или основную и третью гармоники определять раздельно. Для определения добавочных потерь по схеме 140*a* первичная обмотка должна питаться током, который имеет такую же форму кривой, какую имеет ток в первичной обмотке при включении по схеме фиг. 140,*b*.

Так как, однако, добавочные потери, вызываемые основной гармоникой ярмового потока, незначительны (см. гл. A, 5, b), то достаточно бывает обыкновенно измерять при токе, содержащем только третью гармонику.

Эффективное значение $I_{в3}$ третьей гармоники тока $I_в$ получаем с достаточной точностью из уравнения

$$I_{в3} \approx \sqrt{I_в^2 - I_{в1}^2}\,. \tag{184}$$

Для определения эффективного значения $I_{в1}$ основной волны можем применить согласно фиг. 140,*c* ваттметр, токовая катушка которого обтекается током $I_в$, а катушка напряжения питается через вращающийся трансформатор D от той же самой сети, к которой приключена вторичная обмотка трансформатора. Потенциал-регулятор D устанавливается так, чтобы ваттметр давал наибольшее отклонение. Измерение предполагает, что напряжение U на вторичной обмотке потенциал-регулятора синусоидально или по меньшей мере не содержит третьих гармоник. Если обозначим через c постоянную ваттметра, на которую умножается показатель α при напряжении U на катушке напряжения, то получим

$$I_{в1} = \frac{c\,\alpha}{U}. \tag{184a}$$

d) Короткое замыкание. Измерения при коротком замыкании служат для определения номинального напряжения короткого замыкания и потерь в обмотках.

Если замкнуть вторичную обмотку накоротко и измерить междуфазное первичное напряжение $U_к$ при номинальной частоте и различных токах, протекающих в первичной обмотке, то получим характеристику короткого замыкания $U_к$ $(I_к)$, которая при постоянной температуре обмотки близка к прямой, так как путь потока рассеяния идет, главным образом, через немагнитную среду, а намагничивающий ток при коротком замыкании исчезающе мал. Чтобы не повредить обмотку чрезмерным нагревом, измерения при коротком замыкании производят при токах не больше номинального. При номинальном токе $I_{ном}$ и рабочих

условиях нагрева трансформатора измеряемое напряжение короткого замыкания есть номинальное напряжение короткого замыкания. Если отнесем его к первичному междуфазному номинальному напряжению $U_{ном}$, то получим относительное номинальное напряжение короткого замыкания

$$\varepsilon_k = \frac{U_{к \cdot ном}}{U_{ном}}. \tag{185}$$

Согласно § 15 RET 1930 г. следует у всех трансформаторов за исключением сельскохозяйственных трансформаторов и трансформаторов с длительной мощностью меньше 10 kVA, температуру обмоток приводить к 75°. У трансформаторов с ответвлениями короткое замыкание выполняется на том ответвлении которое соответствует номинальному напряжению.

Если одновременно измерять поглощаемую трансформатором первичную мощность $P_к$, то она практически будет равна джоулевым потерям от протекающего в обмотках тока и потерям в массивных деталях конструкции, расположенных в поле рассеяния.

Потери в железе в главной магнитной цепи при коротком замыкании ничтожно малы по сравнению с потерями в обмотках.

В однофазном трансформаторе активное сопротивление, приведенное к первичной обмотке, равно

$$R = R_1 + R'_2 = \frac{P_к}{I_к^2}, \tag{186a}$$

реактивное сопротивление рассеяния, приведенное к первичной обмотке, равно

$$X_\sigma = X_{1\sigma} + X'_{2\sigma} = \frac{1}{I_к} \sqrt{U_к^2 - \left(\frac{P_к}{I_к}\right)^2}, \tag{186b}$$

угол $\varphi_к$ при коротком замыкании равен

$$\cos\varphi_к = \frac{P_к}{U_к I_к}. \tag{186c}$$

У трехфазных трансформаторов с соединенной в звезду первичной обмоткой сопротивления фазы обмотки (среднее их трех) равны

$$R = R_1 + R'_2 = \frac{P_к}{3I_к^2} \tag{187a}$$

и

$$X_\sigma = X_{1\sigma} + X'_{2\sigma} = \frac{1}{I_к} \sqrt{\frac{U_к^2}{3} - \left(\frac{P_к}{3I_к}\right)^2}. \tag{187b}$$

При соединении первичной обмотки в треугольник для получения сопротивлений фазы эти значения умножаются на 3. Угол сдвига фаз при коротком замыкании в обоих случаях определяется из уравнения

$$\cos\varphi_к = \frac{P_к}{\sqrt{3} U_к I_к}. \tag{187c}$$

У трехфазных трансформаторов, соединенных с первичной и вторичной сторон в звезду, или при раздельных фазных обмотках измерения при коротком замыкании могут быть произведены для каждой фазы отдельно, при этом каждая фаза первичной обмотки поочереди питается, а соответствующая фаза вторичной обмоки замыкается накоротко; другие фазы в этот момент все остаются разомкнутыми. Поэтому уравнения (186а), (186b) и (186с) для однофазного трансформатора применимы и в данном случае. Эти однофазные измерения имеют то преимущество, что мы получаем относительные напряжения короткого замыкания и сопротивления для каждой фазы отдельно и источник тока нагружается только одной третью мощности трехфазного короткого замыкания. Также и относительные добавочные потери от тока как в обмотках, так и соседних частях конструкции при однофазных измерениях таковы же, как и при трехфазных, только потери в баке отклоняются от таковых при трехфазных измерениях.

У трансформаторов на большие силы тока и малое напряжение на вторичной стороне потери в закорачивающей шине могут составить заметную долю измеряемой мощности. В этом случае потери в закорачивающей шине определяются отдельно и вычитаются из измеренной мощности для получения потерь в обмотке.

Измеряемое при коротком замыкании активное сопротивление включает в себе также добавочные потери от вихревых токов в проводе обмотки и деталях конструкции, расположенных в поле рассеяния (см. гл. В, 3). Общие добавочные потери, обусловленные полями рассеяния, могут быть получены, если вычесть из измеренных потерь короткого замыкания подсчитываемые потери при постоянном токе. Эти последние равны произведению квадрата измеряемого тока на приведенное к первичному числу витков сопротивление постоянному току обеих обмоток, измеряемому мостиком или по методу амперметра и вольтметра.

В то время как потери при постоянном токе увеличиваются, добавочные потери уменьшаются с ростом температуры [Л. 96]. Если измерение не может производиться при рабочих условиях нагрева обмотки, потери пересчитываются на эти условия. Этот пересчет для потерь при постоянном токе производится по уравнению (319с) т. I, для добавочных — по уравнениям (96), (97а), (98b), (97с) и (95) и (95а) гл. В, 3а. Потери при постоянном токе прямо пропорциональны, а добавочные — обратно пропорциональны удельному сопротивлению, если реактивное действие вихревых токов невелико, как это имеет место в правильно рассчитанных обмотках. По § 53 RET пересчитываются только потери при постоянном токе и пренебрегают зависимостью добавочных потерь от температуры.

3. НАГРЕВАНИЕ

а) Общие определения. § 33—45 RET 1930 г. содержат указания на методы нагревания при испытании и данные о допустимых границах нагрева и температуры. Мы приведем толь-

ко важнейшие определения этой части RET и частично их дополним.

За нагрев какой-либо части трансформатора при всех рабочих режимах за исключением кратковременной работы § 33 принимается разность между температурой этой части и температурой охлаждающей среды. При кратковременной работе нагрев определяется разностью между температурами в начале и в конце испытания, так как в продолжение короткого времени нагрузки не проявляется заметного влияния изменения температуры окружающей среды на температуру отдельных частей трансформатора.

За температуру охлаждающей среды по § 40 принимается среднее значение температуры в течение последней четверти опыта. При этом при самоохлаждении измеряется температура окружающего воздуха, а при искусственном воздушном и водяном охлаждении — температура засасываемого воздуха и входящей воды. Если при искусственном воздушном охлаждении имеет место также значительная теплоотдача в окружающий воздух, то температура окружающей среды принимается равной

$$t_{охл} = \frac{t'_{охл} W_{охл} + t_в W_в}{W_{охл} + W_в}, \tag{188}$$

где $t'_{охл}$ — температура входящей охлаждающей среды, $t_в$ — температура окружающего воздуха, $W_{охл}$ — теплоотдача во входящую охлаждающую среду, $W_в$ — теплоотдача в окружающий воздух. Большие трансформаторы медленно следуют за колебаниями температуры окружающего воздуха. Обусловленная этим ошибка может учитываться сравнением с изменением температуры подобного же не включенного трансформатора, находящегося приблизительно в таких же условиях охлаждения. Чтобы выравнивать внезапные колебания температуры воздуха, можно термометр, измеряющий температуру воздуха, погружать в небольшую масляную ванну не слишком большой теплоемкости.

Продолжительная работа с целью измерения температуры может быть прекращена согласно § 34, если темперттура повышается не более 1° в час и достигнутый перегрев не менее чем на 5° ниже гарантированной границы нагрева. Если опыт нагрева прерван раньше, чем достигнута окончательная установившаяся температура, то последнюю можно определить путем экстраполирования кривой (прямой), представляющей нагревание как функцию приращения температуры через одинаковые промежутки времени (см. гл. II, 0, 4, фиг. 309, т. I). Для трансформаторов с самоохлаждением конечная температура практически достигается при номинальных мощностях (от 10 до 100 kVA в течение 8 ÷ 10 час., при 100 ÷ 1000 kVA в 10—14 час., при 1 000 ÷ 5 000 kVA в 14—20 час.).

Нагрев обмоток согласно § 35 у масляных трансформаторов определяется по возрастанию сопротивления. У сухих трансформаторов измеряются также термометром местные перегревы на

предполагаемых наиболее нагретыми доступных частях. Наибольшее из обоих значений: подсчитанного по повышению сопротивления и измеренного термометром принимается у сухих трансформаторов за температуру нагрева.

Повышение температуры меди обмотки подсчитывается по возрастанию сопротивления по уравнению (319с) т. I, причем температурный коэфициент $\alpha = 3{,}93 \cdot 10^{-3}{}^\circ C^{-1}$:

$$\vartheta = \frac{R_{гор} - R_{хол}}{R_{хол}} (235 + t_к)^\circ C, \qquad (189)$$

где $R_{гор}$ — сопротивление нагретой обмотки, $R_{хол}$ — сопротивление холодной, $t_{хол}$ — температура холодной обмотки в °С.

Это повышение температуры по § 33 RET 1930 г. при кратковременной работе принимается также и за нагрев обмоток, в то время как при других режимах, особенно при продолжительной работе, для определения нагрева обмотки из величины ϑ, определенной по уравнению (189), вычитается еще разность $(t_{охл} - t_{хол})$ температур охлаждающей среды и температуры холодной обмотки.

Измерения сопротивления для подсчета нагрева должны производиться на одних и тех же фазах обмотки, так как разница в сопротивлениях отдельных фаз обмотки может быть того же порядка, как увеличения сопротивлений при нагреве обмотки. Температура обмотки в холодном состоянии должна измеряться возможно точно, у сухих трансформаторов она измеряется термометром в разных местах обмотки, у масляных трансформаторов посредством измерения температуры масла, если эта температура оставалась неизменной в продолжение нескольких часов.

При измерении сопротивлений при питании постоянным током по методу амперметра и вольтметра нужно размыкать цепь вольтметра перед выключением обмотки трансформатора, так как иначе может пострадать вольтметр вследствие индуктированного при выключении напряжения. Все остальные обмотки при этом методе измерения сопротивления целесообразно оставлять незамкнутыми, так как токи короткого замыкания, появляющиеся в короткозамкнутых обмотках, затухают постепенно и замедляют переход к установившемуся состоянию.

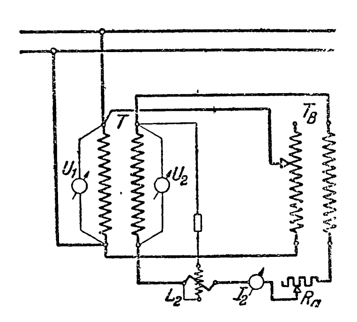
Сопротивление нагретой обмотки необходимо измерять тотчас после выключения трансформатора, так как после отключения трансформатора температура обмотки, как правило, быстро падает (примерно на 5% через 2 мин.). При выключении трансформатора одновременно отключается также воздушное дутье или водяное охлаждение, если таковые имеются. Чтобы точно определить сопротивление обмотки в момент отключения трансформатора, производят быстро одно за другим несколько измерений сопротивления и отмечают время, считая от момента отключения трансформатора в моменты отсчетов. Сопротивление обмотки получается затем экстраполяцией кривой изменения сопротивления на момент отключения.

В § 42 RET 1930 г. приведены допустимые пределы нагрева. Предполагается при этом, что температура окружающей среды не превышает при воздушном охлаждении 35°С и при водяном охлаждении 25°. При водяном охлаждении эта температура, относящаяся к новому трансформатору, устанавливается более низкой для того, чтобы учесть наступающее с течением времени неизбежное загрязнение охладителя и, следовательно, повышение температур обмоток. Предельный нагрев обмотки обусловливается применяемыми изолирующими материалами, которые подразделяются на классы по степени их теплоемкости (§ 41).

Для сухих трансформаторов с изолирующими материалами класса А (пропитанные бумага и волокнистая изоляция, лакированный провод) и $A_{вол}$ (бумага, волокнистые вещества, лакированный провод в заполняющей массе) допустимый предельный перегрев [1]) составляет 60°, для масляных трансформаторов с изолирующими материалами класса $A_м$ (бумага, волокнистая изоляция, лакированный провод в масле) 70°.

Эти цифры относятся также к железному сердечнику. Допустимый предельный перегрев масла в самом горячем месте принимается 60°С.

В дальнейшем мы рассмотрим практические способы включения трансформаторов для испытания их на нагрев, позволяющие не загружать сеть и экономить расход энергии. Непосредственная нагрузка при опыте на нагрев применима только для очень малых трансформаторов и рассматриваться здесь не будет.



Фиг. 141. Метод возвратной работы с регулируемым нагрузочным трансформатором $T_в$.

Следует упомянуть, что возможна также нагрузка трансформатора посредством недовозбужденного или перевозбужденного синхронного двигателя, работающего вхолостую.

b) Метод возвратной работы. Для осуществления этого способа нагрузки кроме исследуемого трансформатора требуется еще второй трансформатор по меньшей мере такой же мощности и с несколько большим коэфициентом трансформации. Схема включения представлена на фиг. 141. T — исследуемый трансформатор, $T_{нагр}$ — нагрузочный трансформатор. Оба трансформатора первично и вторично включены параллельно. Коэфициент трансформации трансформатора $T_{нагр}$ регулируется (фиг. 141) посредством изменения числа витков первичной обмотки; он может устанавливаться таким, что уравнительный ток I_2 делается равным номинальному току исследуемого трансформатора. Так как коэфициент трансформации по схеме фиг. 141 может меняться ступенями, то между вторичными обмотками обоих

[1]) Под перегревом разумеется превышение температуры над температурой окружающей среды.

трансформаторов устанавливается регулировочное сопротивление R, чтобы иметь возможность точно установить номинальный ток трансформатора T.

Угол φ сдвига фаз между током и вторичным напряжением трансформатора T в этой простой схеме вообще не может быть установлен с помощью активного сопротивления таким, каким он должен быть при „номинальной работе“ [1]) трансформатора T. Потери в обмотках, правда, если пренебречь током холостого хода, не зависят от угла φ. Однако при значительных относительных намагничивающих токах угол φ уже заметно влияет на потери в первичной обмотке. Так, при намагничивающем токе в 10% при $\cos\varphi$, равном 1; 0,8 и 0, потери в обмотке повышаются на 1; 7 и 21%, в то время как намагничивающий ток в 5% увеличивает их только на 0,2; 3 и 10%. Обыкновенно при номинальной работе $\cos\varphi = 0{,}8$ при отстающем токе, и коэфициент мощности при возвратной работе может быть установлен приблизительно таким же, если только во вторичной цепи имеется регулируемое активное сопротивление. Возникающие в первичной обмотке потери в этом случае, как правило, не отклоняются от потерь при номинальной работе более чем на несколько процентов.

Для точного учета влияния коэфициента мощности при опыте на нагрев применяют для установки угла φ, соответствующего номинальной работе, наряду с активным сопротивлением R_a еще регулируемое индуктивное (при опережающем токе емкостное) сопротивление.

Легче удается установить потери в железе равными потерям при номинальной работе. Потери в железе зависят от магнитного потока, индуктирующего э. д. с. E.

Напряжение U_1 устанавливается поэтому таким, что э. д. с. E_1 в трансформаторе T равна э. д. с. $E_{1ном}$ при номинальной работе. Если примем, что относительное падение напряжения в первичной обмотке таково, как и во вторичной, то при номинальной работе трансформатора T при угле сдвига фаз $\varphi_{ном}$

$$E_{1ном} = U_{1ном} - \frac{1}{2}(\varepsilon_a \cos\varphi_{ном} + \varepsilon_r \sin\varphi_{ном}), \tag{190a}$$

при возвратной работе при угле φ

$$E_1 = U_1 - \frac{1}{2}(\varepsilon_a \cos\varphi + \varepsilon_r \sin\varphi), \tag{190b}$$

где ε_a — активная составляющая, а ε_r — реактивная составляющая относительного номинального напряжения короткого замыкания трансформатора T. Из этих уравнений получаем требуемое при опыте напряжение

$$U_1 = U_{1ном} - \frac{1}{2}[\varepsilon_a(\cos\varphi_{ном} - \cos\varphi) + \varepsilon_r(\sin\varphi_{ном} - \sin\varphi)]. \tag{190}$$

[1]) Согласно § 9 норм коэфициент мощности не относится к величинам, характеризующим режим номинальной работы. Но так как он несколько влияет на нагрев первичной обмотки трансформатора, то мы должны говорить о коэфициенте мощности при „номинальном режиме“.

Угол φ при возвратной работе определяется посредством измерения мощности, тока и напряжения.

Чтобы первичная обмотка трансформатора T поглощала из сети мощность при отстающем токе в соответствии с определяемым § 4 RET номинальным режимом — режимом работы трансформатора T, отношение витков $\frac{w_1}{w_2}$ трансформатора $T_{нагр}$ должно быть больше, чем у трансформатора T. Требуемая разность в коэфициентах трансформации определяется легко. По уравнению (141) относительный уравнительный ток равен

$$\iota_{\ddot{u}} = \frac{\eta}{(\eta + \ddot{u}\varepsilon)\,\varepsilon_к}\left|1 - \ddot{u}\right|, \tag{191}$$

где η — отношение номинальных мощностей трансформаторов $T_{нагр}$ и T, ε_k — относительное номинальное напряжение короткого замыкания трансформатора T, $\ddot{u}$ — отношение коэфициентов трансформации, ε — отношение номинальных напряжений короткого замыкания трансформаторов $T_{нагр}$ и T. Если оба трансформатора имеют одинаковые номинальные мощности ($\eta = 1$) и $\ddot{u}\varepsilon \approx 1$, то

$$\iota_{\ddot{u}} \approx \frac{1}{2\varepsilon_к}\left|1 - \ddot{u}\right|. \tag{191a}$$

При номинальном токе $\iota_{\ddot{u}} = 1$ и

$$\left|1 - \ddot{u}\right| \approx 2\varepsilon_к, \tag{191b}$$

т. е. отклонение отношения коэфициентов трансформации от единицы должно равняться удвоенному относительному номинальному напряжению короткого замыкания трансформатора T. Для нормального трансформатора с средним значением $\varepsilon_к = 4{,}2\%$ отклонение коэфициентов трансформации составляет по меньшей мере 8,4%. К тому же имеются еще незначительные потери напряжения в соединительном кабеле. Обычная регулировка, изменяющая коэфициент трансформации на $\pm$ 4%, уже недостаточна, чтобы нагрузить трансформатор номинимальным током. Но если мы возьмем трансформатор $T_{нагр}$ значительно большей мощности, например, для тока, трехкратного номинальному току ($\eta = 3$), то

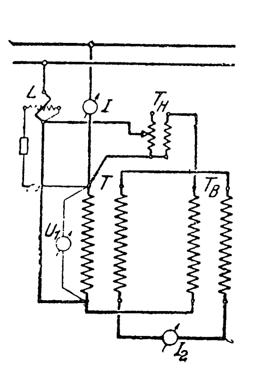
$$\left|1 - \ddot{u}\right| \approx \frac{4}{3}\,\varepsilon_к. \tag{191c}$$

Требуемое отклонение коэфициентов трансформации, для того чтобы нагрузить трансформатор T номинальным током, составит, следовательно, в данном случае для стандартного трансформатора около 5,6%. Мы можем при обычной регулировке установить на одном трансформаторе коэфициент трансформации на 4% больший, а на другом — на 4% меньший номинального и получим разницу в 8%, которая при $\eta = 3$ достаточна, чтобы посредством сопротивления R_a (фиг. 141) установить номинальный ток.

Если имеются два совершенно одинаковых трансформатора и коэфициенты трансформации могут быть установлены такими,

что уравнительный ток будет равен номинальному, то способ возвратной работы может служить для измерения общих потерь обоих трансформаторов. Однако этот способ более сложен, чем измерение отдельно потерь при холостом ходе и коротком замыкании, а если принять во внимание все необходимые поправки, то едва ли он будет к тому же и более точен.

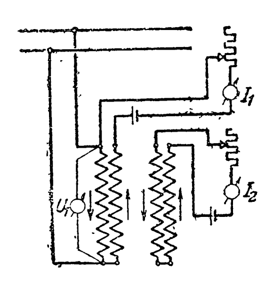
Можно избежать изменения коэфициента трансформации нагрузочного трансформатора $T_{нагр}$, если применить особый малый вспомогательный трансформатор $T_{всп}$, включенный по схеме фиг. 142. Коэфициент трансформации этого трансформатора должен соответственно регулироваться. Трансформатор $T_{всп}$ будет потреблять только около 10% номинальной мощности трансформатора $T_{нагр}$. Если мы хотим избежать регулировки вспомогательного трансформатора, то для установления нагрузочного тока можно включать всю первичную обмотку на регулируемое сопротивление.



Фиг. 142. Метод возвратной работы с нагрузочным трансформатором и вспомогательным трансформатором $T_н$.

При такой схеме мы можем определить также общие потери обоих трансформаторов, вычитая из общей потребляемой из сети мощности потери в вспомогательном трансформаторе и в активном сопротивлении.

Наконец, следует указать, что при опыте на нагрев нагрузочный трансформатор должен располагаться настолько далеко от исследуемого трансформатора T или так отделяться от него перегородкой, чтобы взаимное нагревание трансформаторов практически не имело места.



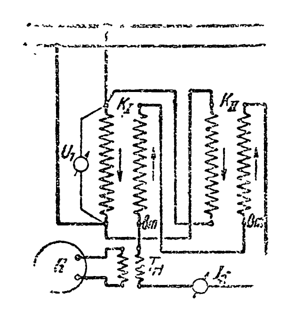
Фиг. 143. Искусственное включение с одинаковыми частями обмотки.

c) Искусственная нагрузка. Не всегда имеется в распоряжении необходимый для опыта возвратной работы регулируемый нагрузочный трансформатор или подходящий вспомогательный трансформатор или, наконец, источник тока, который мог бы нести нагрузку, равную потерям в обоих трансформаторах. Поэтому применяется такая схема, при которой потери холостого хода покрываются от сети переменного тока номинальной частоты, а потери в обмотке доставляются от другого источника тока.

Если у исследуемого трансформатора каждая обмотка состоит из двух совершенно одинаковых частей или же можно образовать их посредством переключений, то потери в обмотках возможно создать, питая в противоположных направлениях постоянным током обе части каждой обмотки, как показано на фиг. 143 для однофазного трансформатора. Тогда результирующие ампервитки постоянного тока для главной магнитной цепи будут равны нулю, так что постоянный ток не будет влиять на намагничивание трансфор-

матора. Одна часть фазы первичной обмотки приключена к сети с номинальной частотой, от которой трансформатор потребляет мощность холостого хода.

Потери, создаваемые током холостого хода, хотя и вдвое больше, чем в рабочей схеме, но все-таки они еще достаточно малы и ими можно пренебречь. Токи I_1 и I_2 устанавливаются посредством регулируемого сопротивления такими, что вызываемый ими нагрев обмоток получается таким же, как и при протекании переменного тока в номинальных условиях работы. Так как при постоянном токе отпадают добавочные потери, обусловленные вытеснением тока, то значение постоянного тока устанавливается соответственно больше, чем эффективное значение тока в обмотке при номинальной работе трансформатора. Нужно учесть также (фиг. 143), что одна из ветвей обмотки приключена параллельно сети переменного тока.



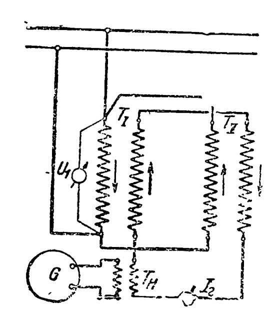
Фиг. 144. Искусственное включение с одним только однородным трансформатором.

Чтобы воспрепятствовать проникновению значительной части постоянного тока в сеть переменного тока, необходимо в подводящие от сети провода включать достаточно большее омическое сопротивление.

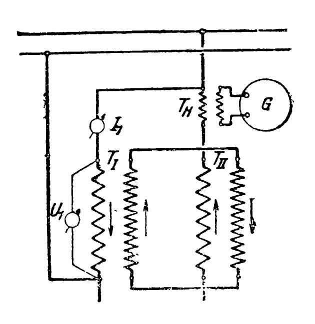
Для создания нагрузочного тока можно вместо источника постоянного тока употреблять также источник переменного тока. Так как при такой схеме ток в одной из ветвей обмотки протекает в ином направлении, чем при номинальной работе, то при питании включенных навстречу друг другу обмоток номинальным переменным током добавочные потери будут отличны от потерь при номинальной работе, даже если частота в обоих случаях одна и та же.

Если обмотка не имеет одинаковых параллельных ветвей, как это предусматривает фиг. 143, то при однофазном стержневом трансформаторе можно первичные обмотки обоих сердечников включать параллельно, а включенные навстречу друг другу вторичные обмотки обоих сердечников питать нагрузочным током. Первичная обмотка приключена к сети номинальной частоты и потребляет от нее мощность на покрытие потер холостого хода. Нагрузочный ток во вторичную обмотку исследуемого трансформатора подводится через вторичную обмотку вспомогательного трансформатора $T_{всп}$, первичная обмотка которого питается от генератора переменного тока G. Ампервитки вторичной обмотки на каждом сердечнике уравновешиваются соответствующими ампервитками первичной обмотки, как это показано на фиг. 144 стрелками. Для главной магнитной цепи ампервитки вторичной обмотки равны нулю; вторичная и первичная обмотки каждого сердечника сцеплены друг с другом потоком рассеяния, замыкающимся через окружающее их пространство. Сверх этих токов протекает доставляемый от сети с номинальной частотой намагничивающий ток.

Чтобы получить такие же добавочные потери, как при номинальной работе, генератор G должен давать токи тоже номинальной частоты. Если для работы генератора пользуются синхронным мотором, который питается от той же сети, от которой берет намагничивающий ток трансформатор, то можно было бы посредством особого вспомогательного устройства (см. гл. II, К, 4, т. II)установить соответствующую номинальной работе фазу между током холостого хода и нагрузочным. Так как такое устройство не так просто, то отказываются от точной установки фазы. В этом случае целесообразнее установить частоту генератора G на несколько процентов выше или ниже номинальной частоты, при этом генератор G должен вращаться от синхронного двигателя, питаемого не от той же сети, которая доставляет намагничивающий ток. Чтобы при испытании на нагрев получить такие же добавочные потери, как и при номинальной работе, можно устанавливать попеременно несколько повышенную и пониженную частоты по сравнению с номинальной. Ток I_2 может регулироваться возбуждением генератора.



Фиг. 145. Искусственное включение с двумя однородными трансформаторами.



Фиг. 146. Искусственное включение для высоковольтных трансформаторов.

Если имеются два трансформатора (T_{I} и T_{II}) с приблизительно одинаковыми коэфициентами трансформации, то для производства опыта на нагрев не меняют внутренней схемы соединения трансформаторов.

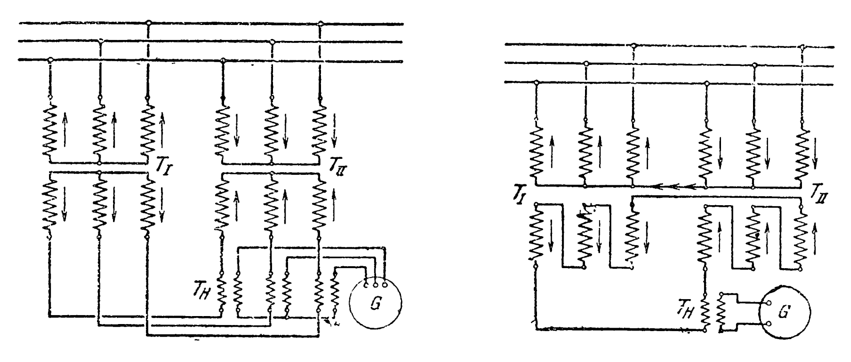
Включение при однофазном токе для этого случая показано на фиг. 145. Если коэфициенты трансформации обоих трансформаторов не совсем точно равны друг другу, то часть нагрузочного тока берется от той же сети, которая доставляет намагничивающий ток. Чтобы при этом избежать очень медленных колебаний (биений) нагрузочных токов из-за несовпадения частот, частота генератора G должна быть или точно равна частоте сети, намагничивающей трансформатор, или же отличаться от нее на несколько процентов.

У высоковольтных трансформаторов как возбуждение, так и питание нагрузочными токами производится на низковольтной стороне, как изображено на фиг. 146. Если нужно исследовать нагревание двух совершенно одинаковых трансформаторов, то чтобы получить по возможности одинаковые магнитные насыщения трансформаторов, необходимо провод от верхней сборной шины (фиг. 146) подводить не к крайнему зажиму вторичной обмотки трансформатора $T_{всп}$, а к специальному зажиму в середине этой обмотки.

Схема трехфазного тока, соответствующая фиг. 145, представлена на фиг. 147, на которой нагрузочные токи в обмотках показаны стрелками. Точно такое включение можно осуществить при соединении обмоток в треугольник или в зигзаг.

Если первичная обмотка соединена в звезду, а вторичная — в треугольник или если такое включение может быть достигнуто посредством переключения обмоток, то нагрузочный ток можно опять доставлять от однофазного источника тока, как представлено на фиг. 148.

Нулевые точки первичной обмотки обоих трансформаторов должны быть соединены друг с другом, чтобы скомпенсировать токами первичной обмотки однофазные вторичные ампервитки трех сердечников. При этом добавочные потери могут несколько отличаться от таковых при рабочей схеме. Поэтому в этом слу-



Фиг. 147 и 148. Искусственное включение трехфазных трансформаторов: фиг. 147 при трехфазном; фиг. 148 при однофазном нагрузочном токе.

чае рекомендуется устанавливать нагрузочный ток не по номинальному току, а по „номинальным" потерям короткого замыкания.

d) Холостой ход и короткое замыкание. Проще всего было бы выполнить два отдельных опыта на нагрев — один при холостом ходе, другой при коротком замыкании — и считать нагрев при работе равным суммарному нагреву от опытов холостого хода и короткого замыкания (ср. гл. II, К, 7 с, т. II). Однако такой способ страдает недостатком. Потери в обмотке зависят от ее температуры, и поэтому при продолжительном опыте короткого замыкания они меньше, чем при номинальной работе.

Потери в железе при обыкновенном железе вследствие пониженной температуры больше, чем при номинальной работе, при обычно употребляемом высоколегированном железе они не зависят от температуры. Еще большая ошибка получается при масляном трансформаторе, так как при отдельных опытах масло вследствие незначительного нагревания гуще и циркуляция его затруднена. Поэтому суммарный нагрев масляного трансформатора, полученный опытами холостого хода и короткого замыкания, получается несколько преувеличенным.

Данные в гл. II, К, 7 с, т. II способы переменной нагрузки машины вхолостую при повышенном напряжении, а затем при коротком замыкании при повышенном токе, так чтобы средние значения потерь холостого хода и короткого замыкания были бы равны соответствующим потерям при номинальной работе, не относятся к трансформаторам, так как для этого требуется повышенное напряжение (по меньшей мере 1,41 номинального напряжения при номинальной частоте), которое не только сильно перенапрягает изоляцию, но вызывает недопустимо большие намагничивающие токи. Точно так же и кратковременное возрастание джоулевых потерь (по меньшей мере вдвое от номинальных) заставляет подумать о нагревании изоляции обмотки.

Иногда при испытании на нагрев определяют не распределение температуры внутри трансформатора, а только лишь теплоотдачу через бак. Если температура охлаждающей среды держится настолько ниже 35° С, что, не превосходя допустимую предельную температуру обмотки, можно при коротком замыкании подводить к трансформатору такую мощность, которая равна сумме потерь холостого хода и потерь в обмотке при номинальной работе. Теплоотдачу от бака вполне возможно определять таким способом.

4. ИСПЫТАНИЕ ИЗОЛЯЦИИ

По § 46 RET 1930 г. трансформатор должен подвергаться трем видам испытания на электрическую прочность: испытанию главной изоляции обмотки, испытанию на волну с крутым фронтом и витковому испытанию. Как правило, испытания должны производиться в нагретом состоянии трансформатора, однако они могут выполняться и на холодном трансформаторе, если предварительно не было испытания на нагрев. Испытание считается выдержанным, если в обмотке не произойдет ни пробоя, ни перекрытий и не появится скользящих разрядов.

а) Испытание главной изоляции обмотки. Это испытание имеет целью установить степень изоляции обмоток относительно друг друга и относительно магнитной системы. Испытательное напряжение должно быть практически синусоидальным, а его частота равна номинальной частоте, или 50 Hz.

Испытательные напряжения приведены в табл. VII RET, смотря по высоте номинального напряжения, они равны от 3,25 до 2-кратного значения номинального напряжения.

При испытании напряжение, не превышающее половины испытательного, может прилагаться к испытуемому объекту непосредственно включением рубильника. Подъем напряжения до полного значения должен производиться плавно или ступенями величиной не более 5% от конечного напряжения. Время подъема напряжения от половинного значения до конечного не должно быть менее 10 сек. Конечное значение испытательного напряжения держится на объекте в течение 1 мин.

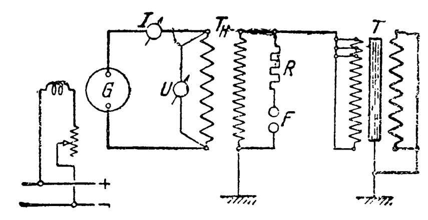
Один полюс источника тока подводится к испытуемой обмотке, другой — к соединенным между собой и с железом транс-

форматора другим обмоткам. Фиг. 149 представляет включение высоковольтного трансформатора для испытания главной изоляции обмотки. T — предназначенный для испытания трансформатор, $T_{\text{И}}$— испытательный.

Обмотка низкого напряжения испытательного напряжения питается от синхронного генератора G, напряжение которого может регулироваться достаточно широко и тонко посредством сопротивления в цепи возбуждения генератора.

Питание испытательного трансформатора от сети переменного тока и получение испытательного напряжения посредством особого регулируемого трансформатора не рекомендуются, так как напряжение сети может колебаться и форма кривой сети может сильно отличаться от синусоиды.

На фиг. 149 представлена схема испытания изоляции обмотки высшего напряжения относительно обмотки низшего напряжения и железного остова трансформатора. Концы обмотки низшего напряжения соединяют между собой, с железом и заземляют. Соединенные между собой концы обмотки высшего напряжения испытуемого трансформатора присоединяются к незаземленному зажиму обмотки высшего напряжения испытательного трансформатора. Соединение концов обмоток у высоковольтных трансформаторов при таком испытании рекомендуется с целью предупредить появление напряжения между началом и концом обмотки, обусловленное ее распределенной емкостью.



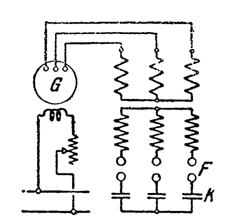
Фиг. 149. Схема включения для испытания обмотки.

При больших испытательных напряжениях измерение напряжения связано с трудностями. Применимым является измерение испытательного напряжения шаровым разрядником F, искровый промежуток которого пробивается при амплитудном значении напряжения; сначала вольтметр V на стороне низшего напряжения испытательного трансформатора сверяют с искровым промежутком этого шарового разрядника, затем искровый промежуток увеличивается, и испытательное напряжение устанавливается по вольтметру на низковольтной стороне. Калибровка вольтметра должна производиться при присоединенном трансформаторе T и при напряжении, которое приблизительно на 20% ниже испытательного. Последовательно с разрядником включается сопротивление R, которое при пробое ограничивает ток до нескольких ампер. Указания относительно установки расстояния между шарами разрядника для данного испытательного напряжения и зависимости от показаний барометра так же, как и подробные указания на производство измерения, содержатся в правилах VDE. Амперметр I в обмотке низшего напряжения испытательного трансформатора служит для указания на то, что изоляция в течение опыта не пострадала. При постоянном напряжении ток не должен возрастать или заметно колебаться.

b) Испытание волной с крутым фронтом. Это испытание служит для установления крепости изоляции обмотки по отношению к блуждающим волнам, появляющимся при работе трансформатора. (см. гл. С, 3).

Фиг. 150 представляет схему испытания волной с крутым фронтом трехфазного трансформатора. Испытуемая обмотка трансформатора включается через искровый промежуток, образованный медными шарами диаметром не менее 50 mm, на конденсаторы *K*, емкость которых по § 48 RET 1930 г. при номинальном напряжении до 6 kV должна составлять не менее 0,05 μF и для высших напряжений должна уменьшаться обратно пропорционально напряжению. Для напряжения до 35 kV в качестве конденсаторов могут применяться кабели. Расстояние между шарами устанавливается для перекрытия при напряжении, равном 1,1 номинального.

Трансформатор посредством генератора *G* и по возможности с номинальной частотой возбуждается до напряжения, равного 1,3 номинального. После зажигания искровой разряд поддерживается в течение 10 сек. При этом искровой промежуток обдувается воздушным потоком скоростью 3 m/sec. Вследствие перекрытия искрой конденсаторы перезаряжаются, и при каждом перекрытии в испытуемую обмотку направляется волна с крутым фронтом.



Фиг. 150. Схема включения для испытания волной с крутым фронтом.

Многофазные трансформаторы могут испытываться при однофазном включении, причем приключение совершается настолько часто, чтобы каждая фаза подвергалась действию волны с крутым фронтом. § 48 RET 1930 г. предусматривает также испытание волной с крутым фронтом добавочных трансформаторов.

c) Витковое испытание. Это испытание служит для испытания крепости изоляции соседних витков и определения пробоев обмотки, могущих появиться вследствие испытания волной с крутым фронтом.

Трансформатор при этом, как правило (см. табл. IX RET 1930 г.), возбуждается до двойного номинального напряжения, и это напряжение держится в течение 5 мин. Чтобы ограничить намагничивающий ток при таком испытании, частота по сравнению с номинальной соответственно повышается.

По § 50 RET 1930 г. рекомендуется перед и после проведения трех испытаний изоляции измерять сопротивления обмотки. Разница между двумя измерениями должна указать на появившееся повреждение обмотки.

Испытание проходных изоляторов предусматривается § 51 RET.

Н. КОНСТРУИРОВАНИЕ ТРАНСФОРМАТОРА

Для лучшего уяснения следующих глав целесообразно сначала разобрать конструкцию трансформатора.

1. МАГНИТНАЯ СИСТЕМА

а) Стержневой и броневой типы. В гл. II, А, 4, т. I мы уже ознакомились с важнейшими формами магнитной системы. Различают стержневой и броневой трансформаторы. Броневой тип отличается большим сечением сердечника (см. гл. 11а) и малой высотой его, стержневой тип меньшим сечением сердечника и большой высотой его. Поэтому стержневые трансформаторы, как правило, выполняются с вертикальным, а броневые с горизонтальным расположением сердечников. Выбор между двумя типами зависит отчасти от типа применяемых обмоток: дисковой или цилиндрической.

Принимая во внимание, что при естественном охлаждении трансформатора вертикальные каналы активнее, чем горизонтальные, предпочитают дисковую обмотку применять при горизонтальном расположении сердечников, а цилиндрическую при вертикальном.

Цилиндрическая обмотка требует меньше изолирующего материала и при изготовлении удобнее, чем дисковая. Цилиндрические катушки круглой формы согласно гл. В, 4, b обладают большой сопротивляемостью усилиям при внезапных коротких замыканиях. Поэтому стержневой тип с цилиндрической круглой обмоткой обыкновенно предпочтителен при больших мощностях и напряжениях.

Для регулировочных трансформаторов, наоборот, удобнее дисковая обмотка, так как при большой несимметрии обмотки, которая неизбежна при отключении витков, дисковая обмотка меньше влияет на понижение механической надежности трансформатора при коротком замыкании, чем менее жесткая конструкция цилиндрической обмотки. Также и у трансформаторов на большие токи (например, для электрических печей) дисковые катушки более пригодны, чем цилиндрические. Поэтому для этих трансформаторов часто предпочитают броневой тип.

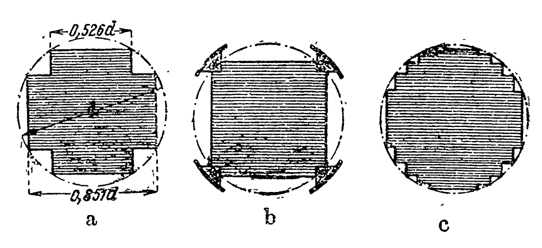
У трехфазного стержневого трансформатора средние линии сердечников обыкновенно расположены в одной плоскости (фиг. 19); симметричный тип (фиг. 8) применяется очень редко. Для очень больших мощностей, при которых желательна возможно меньшая высота трансформатора, выполняется пятисердечниковый трансформатор.

b) Форма сечения сердечника и ярма. В большинстве случаев для стержневых трансформаторов берутся круглые катушки, которые удобнее для намотки и надежнее прямоугольных, при коротком замыкании (глава В, 4, b). Круглому отверстию катушки должна соответствовать форма сечения сердечника. Для трансформаторов средней мощности предпочитают круглую форму сечения сердечника, при которой еще остается достаточно боль-

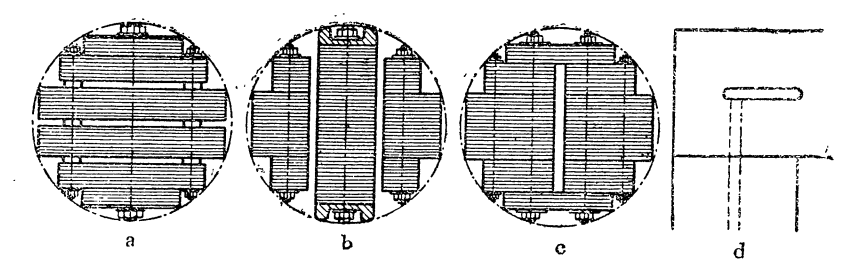
шой охлаждающий канал между железом и обмоткой. При этом форма сечения сердечника, изображенная на фиг. 151, *a*, дает наиболее благоприятное использование площади описанного круга. При толщине листов, равной 0,35 mm, и $k_{ж} = 0{,}86$ отношение между чистым сечением железа и площадью описанного круга $f_{ж} = 0{,}677$; при толщине листов в 0,5 mm $f_{ж} = 0{,}708$.

От этой формы поперечного сечения приходится из производственных соображений часто отказываться, например, чтобы сэкономить место для винтов или головок заклепок, служащих для прессования железных пакетов.

В предельном случае круглая форма сечения переходит в почти квадратную (фиг. 151, *b*), причем круглую форму создают деревянные клинья, служащие для установки обмотки. В крупных трансформаторах удается лучше использовать отверстие обмотки, выполняя поперечное сечение сердечника (фиг. 151, *c*) с большим числом ступеней.



Фиг. 151. Формы поперечных сечений сердечников.



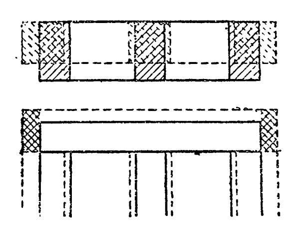
Фиг. 152. Расположение охлаждающих каналов.

При больших сечениях сердечника внутри его располагают охлаждающие каналы. Технически проще всего располагать каналы параллельно поверхности железных листов (фиг. 152, *a*). Но согласно гл. I 3, b каналы, перпендикулярные к поверхности листов, активнее, так как тепло отводится, главным образом, от торцов железных листов ввиду малой теплопроводности в перпендикулярном к плоскости листов направлении.

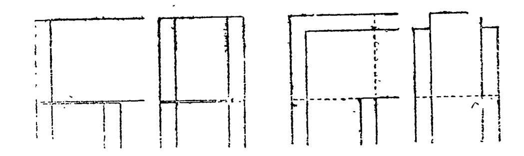
Такой сердечник представлен, например, на фиг. 152, *b* и *c*. Охлаждающее масло должно свободно циркулировать в этих каналах. Соответствующие охлаждающие каналы находятся и в ярме. В случае каналов в сердечнике, которые с обеих сторон закрыты железом, в листах ярма делаются соответствующие вырезы, которые создают возможность циркуляции масла.

Прямоугольные катушки и сечения сердечников в настоящее время редко применяются у стержневых трансформаторов, осо-

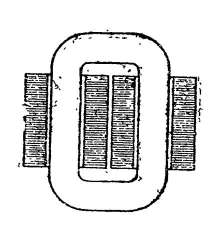
бенно у больших, по соображениям, изложенным в гл. В, 4, b. При прямоугольных катушках увеличивается также средняя длина витка при том же самом поперечном сечении отверстия катушки. Поэтому в случае применения прямоугольных катушек отношение сторон катушки не должно быть больше 2. Преимуществом прямоугольного сечения сердечника является уменьшение веса и высоты ярма, так же как и равномерное распределение индукции по сечению железа вблизи мест стыка. При этом короткие стороны сечения сердечника должны располагаться в направлении длины ярма. На фиг. 153 изображены ярма и сердечники квадратной и прямоугольной форм сечения. Накрест заштрихована часть ярма, которая экономится. Промежуточным между круглой и прямоугольной формами сечения сердечника является эллиптическое сечение, которое применено, например, у трансформатора мощностью 75 000 kVA фирмы AEG.



Фиг. 153. Уменьшение объема железа при прямоугольном сечении сердечника.



Фиг. 154. Соединение сердечника с ярмом: *a* — стыковое; *b* — шихтованное.



Фиг. 155. Броневой трансформатор с охлаждающим каналом.

Сечение ярма при стыковой сборке обыкновенно берется прямоугольным, даже если сечение сердечника крестообразно (фиг. 154, *a*), причем длина отдельных листов ярма соответствует форме сечения сердечника. При шихтовке железных листов применяется также форма поперечного сечения ярма, представленная на фиг. 154, *b*.

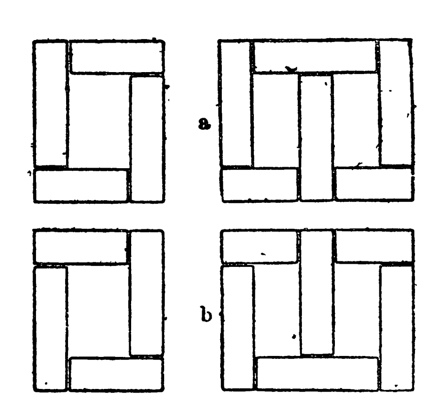
Броневой трансформатор всегда имеет прямоугольное сечение сердечника, так что шихтуемая высота больше ширины сердечника. При этом получается относительно большая торцевая поверхность железных листов, что благоприятно для охлаждения трансформатора. При больших сечениях сердечника устраивается еще один охлаждающий канал в середине сердечника, который получается простым разделением магнитной системы на две одинаковые части (фиг. 155).

c) **Шихтовка железа.** Мы уже видели в гл. А 1, что для уменьшения намагничивающего тока у трансформаторов малой и средней мощности железо ярма и сердечника соединяются друг с другом не встык, а с помощью шихтовки. Такой шихтованный трансформатор также менее склонен к гудению.

На фиг. 156 и 157 показаны листы шихтуемого однофазного и трехфазного стержневого трансформатора. Независимо от фор-

мы сечения сердечника сторона ярма, обращенная к окну железной системы, всегда равна общей ширине сердечника.

Если сердечник имеет крестообразную форму, то ярмо получает или Т-образную форму сечения (фиг. 158,*a*) или при усиленном сечении ярма — прямоугольное сечение (фиг. 158, *b*). Слои железа сердечника, составленные из узких листов, обведены на фиг. 158,*a* и *b* толстой линией.



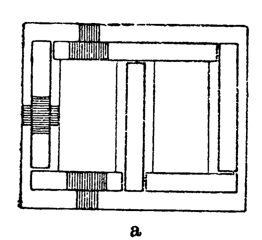
Фиг. 156 и 157. Шихтовка двух, лежащих один на другом, слоев.

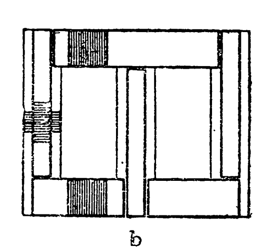
Фиг. 156 у однофазных, фиг. 157 у трехфазных трансформаторов.

Перед насадкой обмотки магнитная система посредством особых накладок и проходных болтов собирается целиком и спрессовывается (фиг. 161, *a*).

Стягивающие железные листы верхнего ярма, болты и прессующие плиты затем удаляются, и на сердечник насаживается обмотка вместе с изолирующими ее от сердечника прокладками [(фиг. 181,*a* и *b*) ср. также фиг. 89, т. I]. Затем верхнее ярмо снова зашихтовывается (фиг. 159).

При большой высоте ярма (выше 400 mm)и большой шихтуемой ширине, соответствующих мощности порядка 10000 kVA, листы ярма с большим трудом вкладываются между листами сердечника. Чтобы облегчить шихтовку, иногда листы сердечника и ярма штампуются так, что перекрывается только небольшая их поверхность, как изображено на фиг. 160 для двух последовательных моментов шихтовки *a* и *b*.





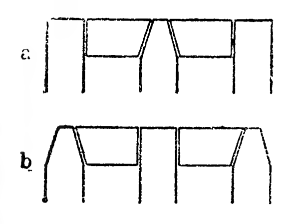
Фиг. 158. Шихтовка: при a) Т-образном и b) при прямоугольном сечении ярма.

Чтобы облегчить шихтовку верхнего ярма и одновременно создать охлаждающий канал между большими сторонами листов, фирма Сименс-Шуккерт выполняет изображенную на фиг. 161, *a* и *b* форму магнитной системы (Л. 100). Она состоит из трех простых рам, двух малых и одной большой (фиг. 161,*a*), изготовляемых каждая как бы для однофазного трансформатора. Малые рамы вставляются в большую и отделяются друг от друга прокладками из изолирующего материала. После сборки магнитной системы верхние ярма расшихтовываются (фиг. 161, *a*) для насадки обмотки, а затем опять зашихтовываются. Магнитная система очень больших трансформаторов составляется из шести или еще большего числа отдельных рам.

Такая конструкция магнитной цепи отличается от обычной формы трехфазного стержневого трансформатора. Данный в гл. А4 расчет намагничивающего тока поэтому не применим в данном случае. Однофазный броневой трансформатор собирается таким же образом, как и трехфазный стержневой трансформатор по фиг. 157. Трехфазный броневой трансформатор выполняется обычно стыковым. У очень больших трансформаторов, у которых форма поперечного

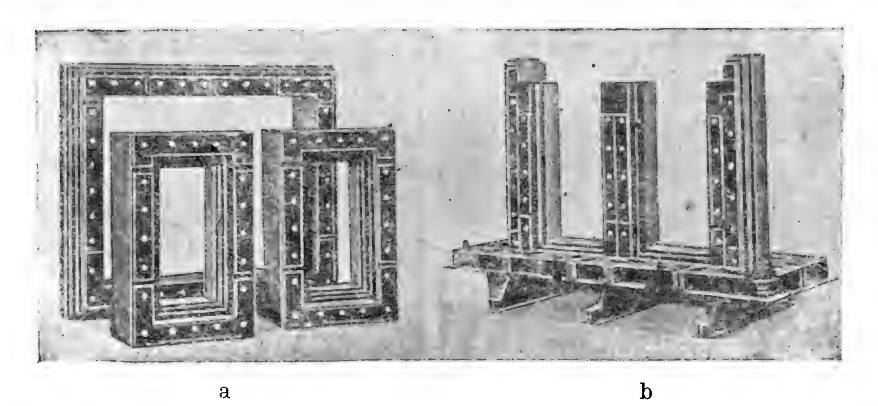


Фиг. 159. Зашихтовка ярма.



Фиг. 160. Конструкция, облегчающая шихтовку ярма.

сечения сердечника ближе подходит к круговой, чем к крестообразной (фиг. 151,*c*), между сердечником и ярмом при стыковой сборке кладется слой изоляции из бумаги или мика-

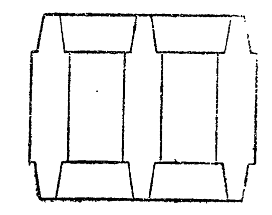


Фиг. 161. Подразделение магнитной системы (Сименс-Шуккерт).
a—отдельные шихтованные рамы; *b*—сборка рам, верхнее ярмо удалено.

нита. Обыкновенно сердечники покрываются верхними и нижними ярмами. Правильное взаимное положение сердечников и ярем может поддерживаться посредством специальных упоров из изолирующего материала, прессующих упорных плит или стягивающих болтов, проходящих внутри отверстия катушки

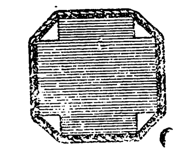
(фиг. 168). Особая конструкция, осуществляемая фирмой Бергман для мощных трансформаторов, показана на фиг. 162.

Чтобы препятствовать образованию добавочных потерь, возникающих вследствие соединения железных листов между собой через заусенцы, штампованные листы перед шихтовкой тщательно освобождаются от заусенцев, выравниваются и шлифуются. Чтобы полностью избегнуть возможности соединения краев листов между собой, листы не оклеиваются, как обычно, бумагой с одной стороны, а между листами кладутся специально изготовленные слои бумаги, которые выступают за ребра и края отверстий листов, предохраняя таким образом от соприкосновения между собой соседние железные листы. При больших сечениях железных пакетов для этой же цели прокладываются, кроме того, более толстые слои бумаги, которые так подразделяют сечение, чтобы в витке (воображаемом), охватывающем каждую подразделенную часть, не наводилось напряжение более нескольких вольт.



Фиг. 162. Стыковая конструкция фирмы Бергман.

d) Прессующие устройства. Приспособления для прессовки железных листов, а также ярма и сердечника должны выполняться так, чтобы не вызывать добавочных потерь. Надежнее всего это достигается тем, что прессующее устройство выполняется без металлических частей.



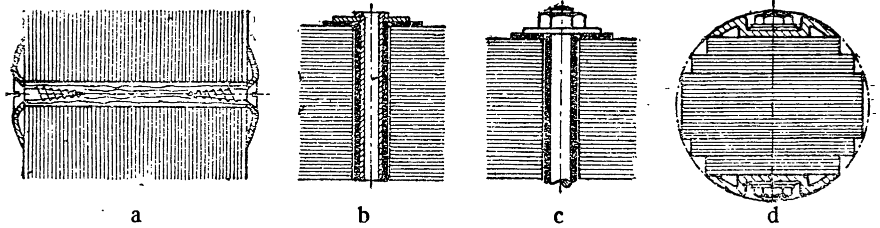
Фиг. 163. Прессовка шнуром.

У маленьких трансформаторов мощностью ниже 10 kVA железо сердечника может спрессовываться посредством намотки вокруг сердечника крепкого шнура или широкой стягивающей ленты. При бандажировке сердечник временно спрессовывается вспомогательным устройством, которое оставляет часть сердечника свободной, чтобы наматывать и завязывать шнур (фиг. 163). Передвижением прессующего устройства шнуровой бандаж распространяетя дальше до тех пор, пока сердечник не будет сжат по всей свободной поверхности. Чтобы предохранить шнур или ленту от острых краев листов железа, сердечник перед бандажировкой обертывается бумагой.

Другой способ прессовки сердечника, при котором удается в значителкной мере избегнуть добавочных потерь, представлен на фиг. 164,*а*, при этом незначительные потери возникают из-за увеличения индукции в тех местах сердечника, где имеются на нем сквозные отверстия. Сначала железо спрессовывается проходящими через эти отверстия болтами. Затем они удаляются один за другим и в отверстия вставляются деревянные шпильки, в концы которых ввинчиваются деревянные винты с прокладкой шайбы. Винты растягивают деревянную шпильку и так крепко сжимают поверхности пакета около отверстий, что сердечник спрессовывается достаточно большим давлением. По данным фирмы Заксен-Верке деревянные болты применимы к трансформаторам мощностью до 20 kVA.

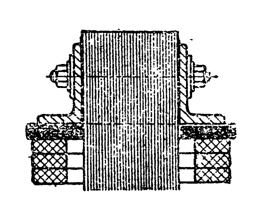
При больших сечениях сердечников лучше прессовать железо посредством заклепок или болтов (фиг. 164, *b, c* и *d*). При этом добавочные потери в болтах обычно бывают очень малы, если отверстие в листах значительно больше сечения болта. Болты и их головки или гайки должны быть надежно изолированы относительно листов железа и прессующих плит посредством бумажных (картонных) трубок и шайб толщиной от 1 до 2 mm для того, чтобы болты не могли образовать короткозамкнутого витка с железными листами и прессующими плитами (фиг. 164, *b* и *c*). Гайки также должны быть изолированы.

Прессующие плиты целесообразно изготовлять из немагнитного металла, особенно части, лежащие около стыков. Магнитные прессующие плиты (литое железо или стальное литье) под



Фиг. 164. Прессующие устройства; посредством: *a* — деревянных шипов; *b* — заклепок; *c* и *d* — болтов.

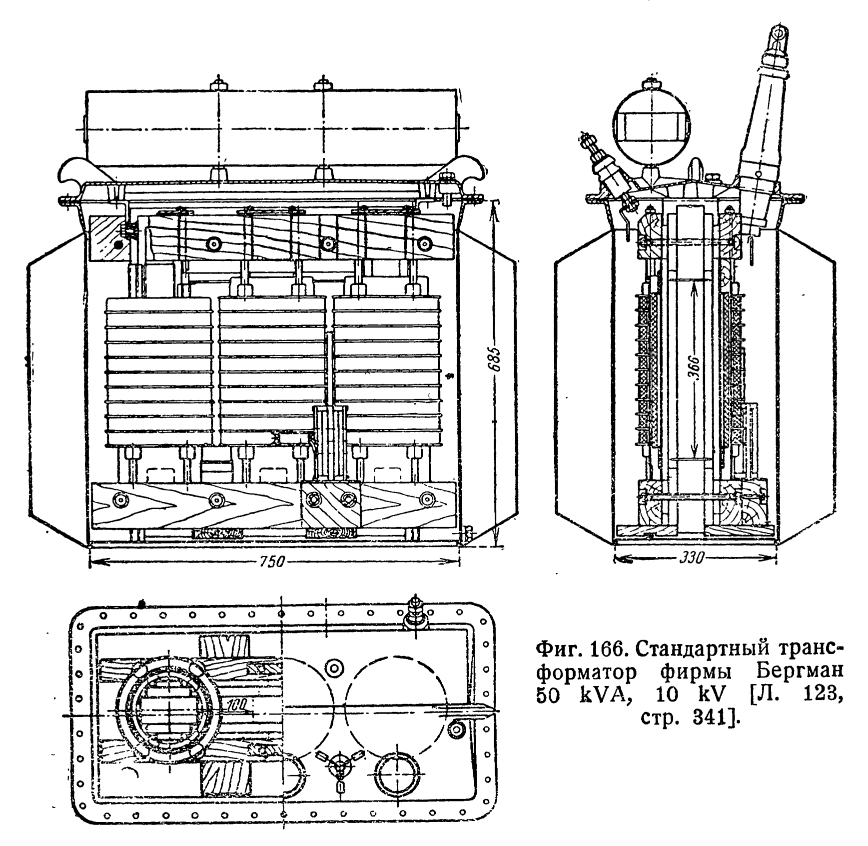
разделяются на отдельные части в продольном направлении (фиг. 161,*a* и *b* и 168), так что между прессующими плитками образуются воздушные зазоры, которые препятствуют образованию больших магнитных нагрузок, а следовательно, и потерь от вихревых токов. При малых сечениях сердечников обходятся обыкновенно без прессующих плит; вместо них применяют концевые листы толщиной около 1 mm, которые применяются также в качестве концевых листов ступенчатых пакетов (фиг. 152, *a* и *c*) во избежание изгибания последних листов (веера). При больших сечениях сердечников располагают несколько рядов прессующих болтов (фиг. 167) или же только один ряд, но с очень прочными болтами, гайки которых утоплены в крепких прессующих плитах (фиг. 164,*d*). При однорядном расположении болтов замыкание болтов может быть менее опасным, чем при многорядном.



Фиг. 165. Прессовка ярма с обмотки.

Давление на листы железа составляет у стержневых трансформаторов обычно от 5 до 8 kg/cm². Сильное сжатие уменьшает гудение трансформатора, которого нужно тем более опасаться, чем больше индукция в сердечнике. Особенно сильного сжатия требует сердечник броневого трансформатора для увеличения сопротивляемости прогибу при обычно применяемом горизонтальном положении его железных листов (фиг. 155 и 169). По этой же причине броневой трансформатор имеет сравнительно короткий сердечник.

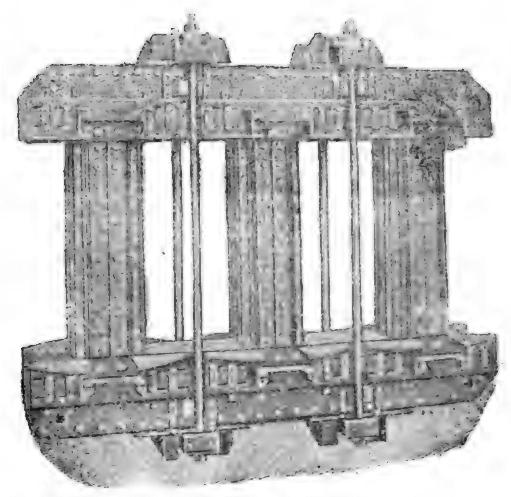
Железо ярма у сухих трансформаторов и масляных трансформаторов большой мощности прессуется болтами и угловым швеллерным или другим сортовым железом (фиг. 165). Последнее служит часто одновременно опорой для катушек обмотки. Чтобы по возможности воспрепятствовать частичному проникновению потока ярма в прессующие плиты, последние отделяются от внешней поверхности ярма посредством толстых бумажных прокладок. Прессующие болты должны, так же как и у сердечников, изолироваться от листов железа и прессующих плит.



Фиг. 166. Стандартный трансформатор фирмы Бергман 50 kVA, 10 kV [Л. 123, стр. 341].

У масляных трансформаторов малой и средней мощности с шихтованной магнитной системой прессующие плиты ярем изготовляются в настоящее время почти исключительно деревянными (фиг. 166, 168 и 189), причем головки или гайки прессующих болтов помещаются в соответствующих углублениях. В этом случае прессующие бруски не образуют короткозамкнутого витка с болтом и устраняются добавочные потери в прессующем устройстве и очень простым становится крепление на деревянных брусках отводов и соединительных проводов (фиг. 166, 188 и 189). Ухудшение теплоотдачи от покрытых деревянными плитами поверхностей ярма не имеет большого значения, так как эти поверхности в отношении теплоотдачи являются менее актив-

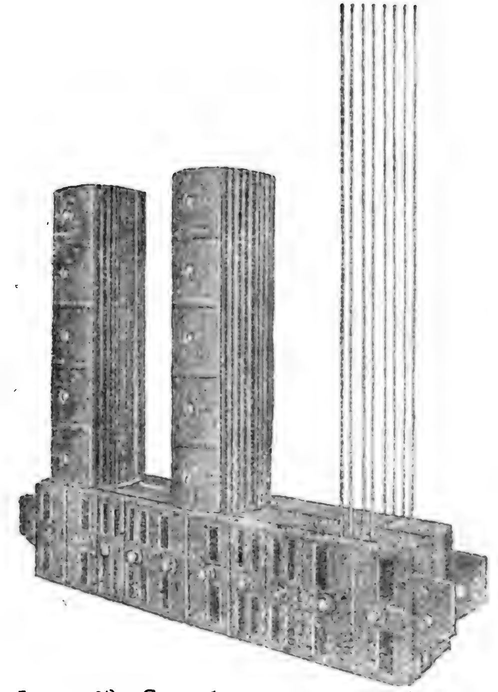
ными боковыми поверхностями ярма. Чтобы все-таки использовать эти боковые поверхности ярма как теплоотдающие, можно на обращенных к ярму сторонах деревянных брусков прорезать охлаждающие каналы.



Фиг. 167. Способ прессовки с болтами, лежащими вне обмотки у трансформатора 7 000 kVA со стыковой сборкой (AEG).

Если ярмо соединяется с сердечником встык, необходимо их особо прочно стягивать. На фиг. 167 [Л. 105] эта стяжка осуществляется расположенными поперек ярма U-образными железными балочками с вертикальными стягивающими болтами. Для опоры обмотки применены специальные выступающие опорные фланцы.

Внешние прессующие болты должны быть расположены вне обмоток между сердечниками. Ярма могут при этом прогибаться, нарушать прочность магнитной системы и создавать в ней добавочные магнитные сопротивления. Поэтому у больших трансформаторов прессующие болты стараются помещать в пространстве, охватываемом катушками обмотки, или в охлаждающих каналах сердечника или между ярмом и прессующими его плитами. Фиг. 168 показывает расположение прессующих болтов для последнего случая [Л. 105]. Чтобы занимать по возможности меньше места и ограничить потери от вихревых токов, применяют несколько тонких болтов из немагнитной стали. Особо сильной стяжки железными швеллерными балками требует броневой трансформатор. На фиг. 169 показано прессующее устройство такого трехфазного трансформатора. Светлые свободные поверх-



Фиг. 168. Способ прессовки с болтами, расположенными внутри обмотки (мощность трансформатора 10 000 kVA) AEG.

ности представляют торцы железных листов. Три поля, на которые железо разделяется швеллерными балками, соответствуют окнам и ширине обмоток в направлении горизонтального расположения сердечника. Сердечник с ярмами опирается на четыре прочных швеллерных балки, скрепление которых с вертикальными видно на нижней части фиг. 169.

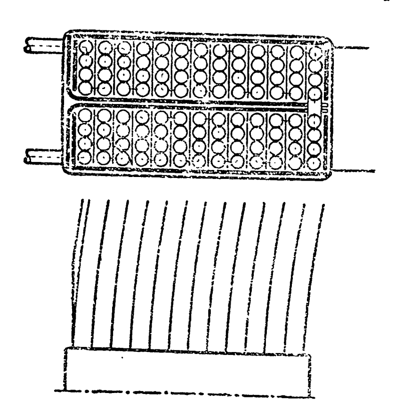


Фиг. 169. Способ прессовки бронevого трехфазного трансформатора 7 500 kVA, 50 kV (Сименс-Шуккерт).

2. ОБМОТКИ

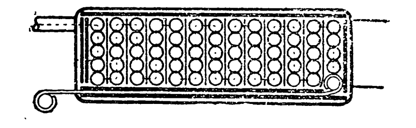
а) Дисковые катушки. Многослойная дисковая катушка, применяемая для дисковых чередующихся обмоток и для высоковольтных цилиндрических обмоток, обычно выполняется следующим образом:

Катушка состоит из двух полукатушек, каждая из которых мотается на вращающемся станке в противоположных направлениях, так что проводники обеих полукатушек укладываются в той последовательности, которая указана на фиг. 170 извилистой пунктирной линией. Обе полукатушки, разделенные одной или несколькими бумажными прокладками, кладутся друг на друга, причем концы, лежащие на внутренней окружности, спаиваются между собой, и затем эта полная катушка изолируется и связывается во многих местах по окружности бумагой.



Фиг. 170. Дисковая катушка, состоящая из двух полукатушек с несколькими витками в каждом слое.

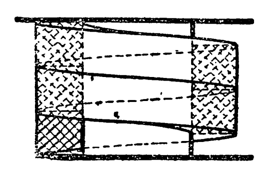
Концы такой катушки расположены с внешней стороны, что позволяет удобно соединять катушки с соседними и делать ответвления (фиг. 191).



Фиг. 171. Полукатушка с несколькими витками в каждом слое.

Между отдельными слоями обыкновенно прокладывается еще бумага толщиной около 0,1 mm. Напряжение между двумя полукатушками увеличивается в направлении от внутреннего

слоя к внешнему и здесь почти равно напряжению катушки. Бумажная изоляция между обеими полукатушками должна быть взята достаточно надежной. Для создания большего пути для поверхностных разрядов рекомендуется, чтобы бумажная шайба выступала за край катушки.

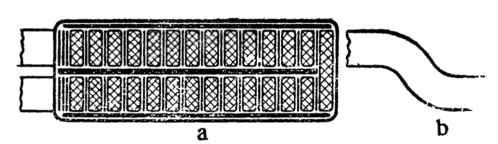


Фиг. 172. Высота катушки с двумя витками в одном слое.

Там, где катушка связывается, пространство заполняется бумагой или отгибается изолирующая шайба.

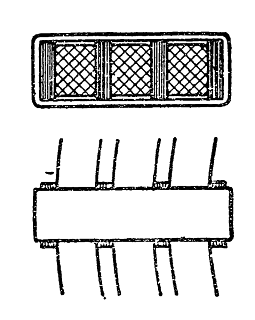
У дисковой чередующейся обмотки концевые катушки целесообразно выполнять как полукатушки (гл. В1). Фиг. 171 представляет поперечное сечение такой отдельной полукатушки. Внутренние концы катушки могут выводиться с помощью плоской медной ленты, припаиваемой к концу проводника. Выводимые концы обмотки должны быть тщательно изолированы от проводников катушки.

Выводы из катушки вместе с их изоляцией увеличивают высоту отдельной полукатушки по сравнению с половиной высоты полной катушки. Это преимущество полной катушки (фиг. 170) и ее сравнительно простое изготовление служат основанием для его широкого применения.



Фиг. 173. Дисковая катушка, состоящая из двух полукатушек с одним витком в каждом слое. b — место соединения полукатушек.

Однако и у полной катушки по фиг. 170, как и у каждой катушки с несколькими витками в одном слое, при переходе из одного слоя в следующий всегда теряется некоторое пространство, так что для катушки с рядом лежащими витками нужно предусмотреть место для $n+1$ витков. Это видно из фиг. 172, на которой изображен первый слой с $n=2$ виткам, поперечное сечение проводов заштриховано пунктиром.



Фиг. 174. Свободная от сжатия катушка с твердыми бумажными прокладками.

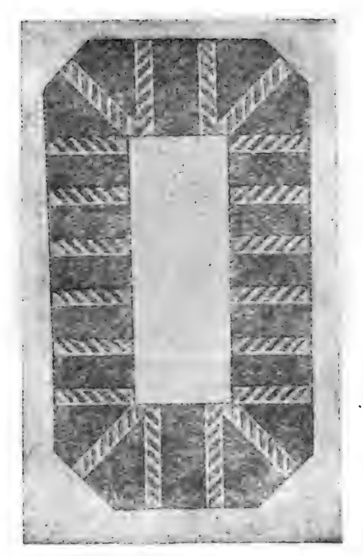
Лучшее использование обмоточного пространства получается у обмоток с большими сечениями проводников, если каждая полукатушка выполнена с одним витком в каждом слое. Фиг. 173,a показывает поперечное сечение такой полной катушки. Обе полукатушки могут при этом изготовляться отдельно, а затем они соединяются электрически друг с другом. Но можно избежать соединения проводников, если проводник на середине его длины отгибается, как указано на фиг. 173, b, и каждая полукатушка мотается от места перегиба (колена) проводника. Катушки по фиг. 173 часто выполняются из голой меди с бумажной прокладкой, так что часть поверхности голой меди непосредст-

венно соприкасается с охлаждающим каналом. Между полукатушками полной катушки можно также устраивать охлаждающий канал (фиг. 52).

Чтобы защитить изоляцию проводников от больших давлений при прессовке обмотки, в катушке устраивают иногда прокладки из твердой бумажной изоляции[1]) (фиг. 174) и вместо перевязывания применяют бумажные бандажи. Прокладки внутри катушки создают одновременно в ней внутренние охлаждающие каналы. Бумажные бандажи и прокладки образуют одновременно охлаждающие каналы между катушками.

Для напряжений 6 000 V и выше у сухих трансформаторов пространство между катушками рекомендуется полностью заполнять изолирующим материалом, компаундной массой, чтобы воспрепятствовать ионизации воздуха и появлению коронирующих разрядов, которых приходится опасаться при малых радиусах закругления сечения проводов. Катушки просушиваются в вакууме и затем заполняются под давлением компаундной массой.

Катушки масляных трансформаторов не рекомендуется пропитывать лаком или компаундной массой, так как пропитанные материалы с течением времени разлагаются маслом, что приводит к загрязнению и образованию осадков. Вместо этого часто провод при намотке пропускается через бакелит или другое маслоупорное связывающее вещество, чтобы катушка после сушки представляла собой механически крепкое целое.



Фиг. 175. Охлаждающие каналы дисковой обмотки, образованные деревянными рифлеными планками (Сименс-Шуккерт).

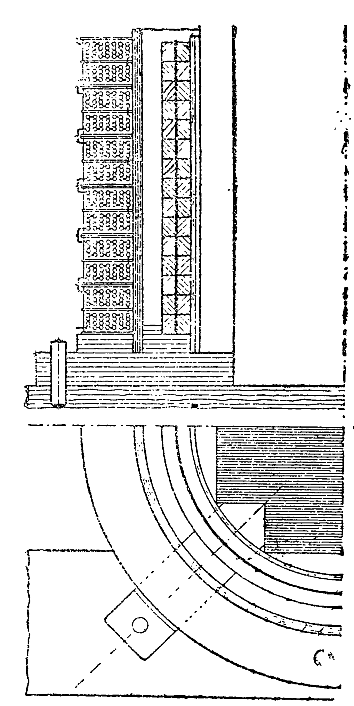
В настоящее время для изолирования проводов вместо хлопчатобумажной оплетки предпочитают бумагу даже для круглых проводников.

У трансформаторов с высшим напряжением в 6 000 V и выше входные витки в количестве около 10% всех витков изолируются друг от друга на полное номинальное напряжение, у катушек с несколькими витками в каждом слое можно на основании опыта довольствоваться таким усилением изоляции между отдельными слоями (ср. гл. C,2, c).

В большинстве случаев обмотка высшего напряжения имеет два ответвления, так что коэфициент трансформации трансформатора может меняться на $\pm 4\%$. Эти выводы целесообразно брать не от середины полукатушки, но по возможности располагать катушку между точками выводов, чтобы использовать для них только концы полной катушки или полукатушки.

[1]) Под твердой бумажной изоляцией мы будем разуметь в дальнейшем так называемую „Hartpapier“. Ред.

b) Конструкция обмотки. Дисковая обмотка составляется из отдельных катушек, подобных изображенным на фиг. 171, 173 и 174. Катушки низшего и высшего напряжений чередуются. На концах обычно располагают полукатушки низковольтной обмотки с целью по возможности увеличить расстояние высоковольтной обмотки от ярма. Между катушками у средних и больших трансформаторов устраивают охлаждающие каналы. Фиг. 175 показывает выполнение такого охлаждающего канала у броневого масляного трансформатора фирмы Сименс-Шуккерт [Л. 114]. На шайбе, имеющей ту же форму, что и катушка, укрепляют деревянные планки с желобками на них для возможности циркуляции масла.


Фиг. 176. Конструкция обмотки трансформаторов малой или средней мощности.

В большинстве случаев трансформаторы выполняются стержневыми с обыкновенными цилиндрическими обмотками. Обмотка низкого напряжения бывает или простой однослойной или в несколько слоев. Однослойная обмотка предпочтительна вследствие ее большой механической прочности и незначительной разницы между максимальной температурой и температурой ее поверхности. При больших токах цилиндрическая обмотка выполняется также многоходовой, причем отдельные ветви обмотки соединяются параллельно.

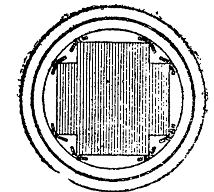
Подобные обмотки имеют в настоящее время почти исключительное применение в масляных трансформаторах. Конструкция сухого трансформатора в основном такова же и отличается от конструкции масляного трансформатора, главным образом, шириной охлаждающих каналов.

Для трансформаторов малой и средней мощности, как, например, стандартных трансформаторов (DIN VDE 2600), целесообразно выполнять обмотку низшего напряжения двухслойной с тем, чтобы посредством ее переключения получать оба нормированных низших напряжения 231 и 400 V. Если при соединении в зигзаг низковольтной обмотки, состоящей из двух слоев, образованных цилиндрическими катушками, низшее напряжение при холостом ходе равно 400 V, то при параллельном включении частей обмотки одного сердечника и соединении в звезду напряжение холостого хода получается равным 231 V при том же самом напряжении высоковольтной обмотки [1]).

[1]) Такое пересоединение возможно только при двухслойных транспонированных обмотках, так как в противном случае токи между параллельными ветвями будут распределяться неравномерно. Ред.

Обычно обмотка низшего напряжения наматывается на твердый бумажный цилиндр толщиной около 2 mm, который для удешевления иногда заменяется прессшпаном (фиг. 176).

Наибольшее напряжение между обоими слоями появляется у стандартного трансформатора с соединением обмоток в зигзаг и составляет $\frac{400}{\sqrt{3}} = 231$ V. Бумажная изоляция в несколько десятых миллиметра — достаточная защита от такого напряжения. Однако, исходя из соображений механической крепости, усиливают изоляцию между слоями до 1 mm. С целью уменьшить разность между максимальной температурой и температурой поверхности обмотки можно удалять внутренний бумажный цилиндр. Особое внимание нужно обратить на тщательную изоляцию тех мест сердечника, которые находятся вблизи внутренней поверхности катушек (фиг. 177).



Фиг. 177. Изолирование обмотки от сердечника.

Между высоковольтной и низковольтной обмотками располагается твердый бумажный изолирующий цилиндр и, по меньшей мере, один охлаждающий канал. У малых трансформаторов на бумажном цилиндре помещается обмотка высокого напряжения. У больших трансформаторов между высоковольтной обмоткой и цилиндром устраивают охлаждающий канал.

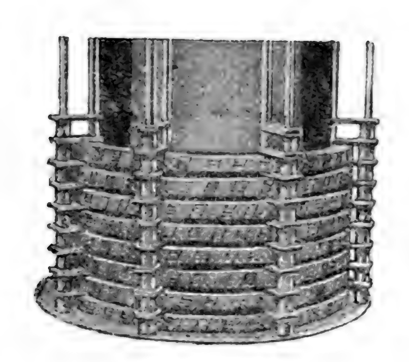
У цилиндрических обмоток обмотка высшего напряжения обычно подразделяется на катушки, которые выполняются в виде дисковых катушек, описанных в пункте „а". У малых трансформаторов катушки также наматываются на изолирующий цилиндр. Число полных катушек определяется соответственно с величиной высшего напряжения. Напряжение на каждой полной катушке по возможности не должно превышать 1 000 V, так как при более высоком напряжении трудно выполнима надежная изоляция друг от друга обеих половин полной катушки. Между соседними полными катушками также должен быть создан путь достаточной длины для противодействия поверхностным разрядам. У катушек, которые лежат непосредственно на изолирующем цилиндре (фиг. 176), рекомендуется для этой цели обматывать внутреннюю поверхность каждой катушки бумагой в несколько слоев (фиг. 170).

Жесткое относительно расположение катушек и изолирующего цилиндра осуществляется специальными дистанцирующими приспособлениями, причем стараются создать достаточно длинный путь для поверхностного разряда между высоковольтной и низковольтной обмотками и железом. Фиг. 176 изображает пример выполнения такого устройства.

В качестве изолирующего материала употребляется хорошо просушенное, пропитанное трансформаторным маслом красное буковое дерево [Л. 115] или твердая бумага. Иногда расстояние низковольтной обмотки от ярма берется меньше, чем расстояние высоковольтной обмотки, с целью лучшего использования обмоточного пространства. Но такая конструкция обусловливает

большие опасности при коротких замыканиях (см. гл. В,4,b). Чтобы по возможности разгрузить изоляцию обмотки от больших давлений при прессовке катушек, в катушки иногда вставляют при намотке куски твердой бумажной изоляции (фиг. 174).

Другой способ, служащий той же цели, изображен на фиг. 178. Равномерны распределенные по окружности высоковольтной катушки твердые бумажные прокладки удерживаются посредством бумажных изолирующих трубок.



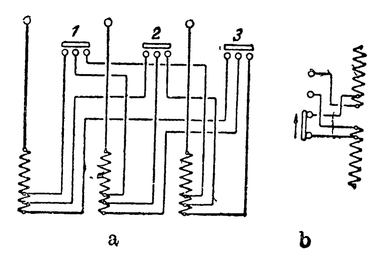
Фиг. 178. Обмотка высшего напряженная, разгруженная от давлений. Старая конструкция AEG.

Изоляция проводников защищается от большого давления посредством твердых бумажных колец, насаженных на изолирующие трубки.

Фиг. 178 представляет пример расположения катушек с охлаждающим каналом между обмоткой высшего напряжения и бумажным цилиндром. Прессующее устройство для обмоток больших трансформаторов иногда выполняют эластичным для того, чтобы при усадке изоляции обмотка прессовалась сама собой.

На фиг. 191 видны пружины над верхней прессующей рамой. Пружинящее прессующее устройство особенно желательно в том случае, когда отсутствует какое-либо приспособление, разгружающее изоляцию катушек от давлений.

Как правило, распределительные трансформаторы выполняются с ответвлениями на обмотке высшего для регулировки коэфициента трансформации в пределах $\pm 4\%$. Это необходимо для того, чтобы иметь возможность приключать трансформатор в различных пунктах сети, в которых напряжение по мере удаления от подстанции может отклоняться от номинального на $\pm 4\%$. У малых трансформаторов с соединением в звезду обмотки высшего напряжения ответвления часто выполняются у нулевой точки (фиг. 179,*a*), у больших трансформаторов — на средине или же в двух местах по высоте обмотки с целью по возможности избежать несимметрии обмотки при отключении витков. При замыкании переключателя *1* на фиг. 179,*a* включается минимальное число витков высоковольтной обмотки, а при замыкании переключателей *2* или *3* — среднее или максимальное их число.



Фиг. 179. Схема отводов для получения трех ступеней напряжения. *a* — у нулевой точки; *b* — в середине обмотки.

При выводах от середины обмотки на каждой фазе устраиваются переключатели согласно фиг. 179,*b*, причем всегда замыкается по два контакта.

В изображенном на фиг. 179,*b* положении переключателя включается наименьшее число витков, передвижением скользящих контактов вверх число включенных витков увеличивается. Обычно переключение на всех трех фазах обмотки выполняется одним переключателем, который устанавливается внутри масляного бака или между магнитной системой и крышкой (фиг. 188) или рядом с обмоткой (на фиг. 166 внизу, между вторым и третьим сердечниками).

Управление переключателем осуществляется с крышки и обычно только при выключенном трансформаторе (не под нагрузкой, см. гл. F).

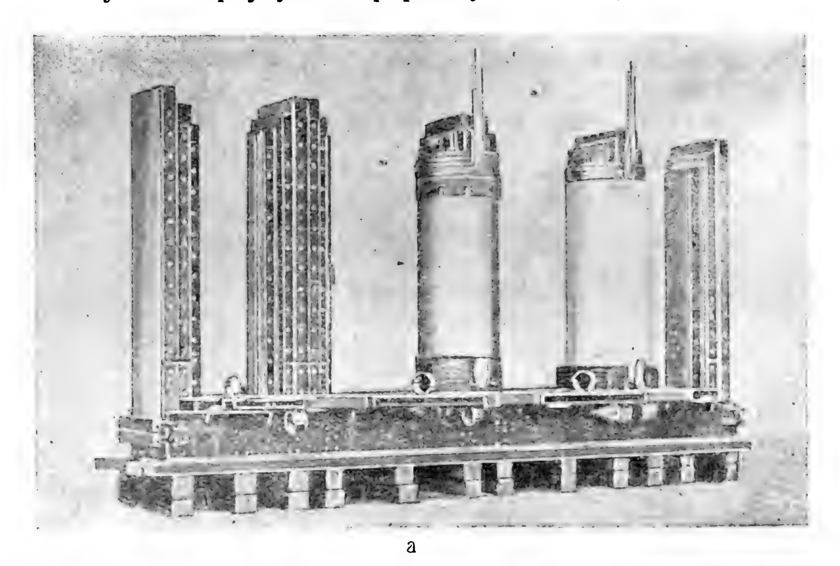
c) Специальные конструкции обмоток. Для крупных трансформаторов, которые обыкновенно строятся для очень высоких напряжений (в настоящее время около 220 kV), также предпочтительна цилиндрическая обмотка. Наряду с простой концентрической обмоткой выполняется двойная концентрическая обмотка, а у трансформаторов с числом обмоток, большим двух, — многократно концентрическая, причем обмотка высшего напряжения располагается между обмотками низшего напряжения. Трансформатор с двойной концентрической обмоткой может иметь меньшую высоту вследствие его меньшего рассеяния. При высоких напряжениях необходимо обращать особое внимание на удлинение путей для поверхностного разряда, если их совершенно не удается избегнуть. Фиг. 180 показывает изоляцию обмоток в пятисердечниковом трансформаторе фирмы Сименс-Шуккерт мощностью 60 000 kVA с тремя обмотками на напряжения 220, 110 и 10 kV [Л. 111].

Фиг. 180. Изолирование обмотки трансформатора фиг. 181, *a* и *b*. Обмотки: *a*—на 220 kV; *b*— на 110 kV; *c* — (замкнутая в треугольник) на 10 kV.

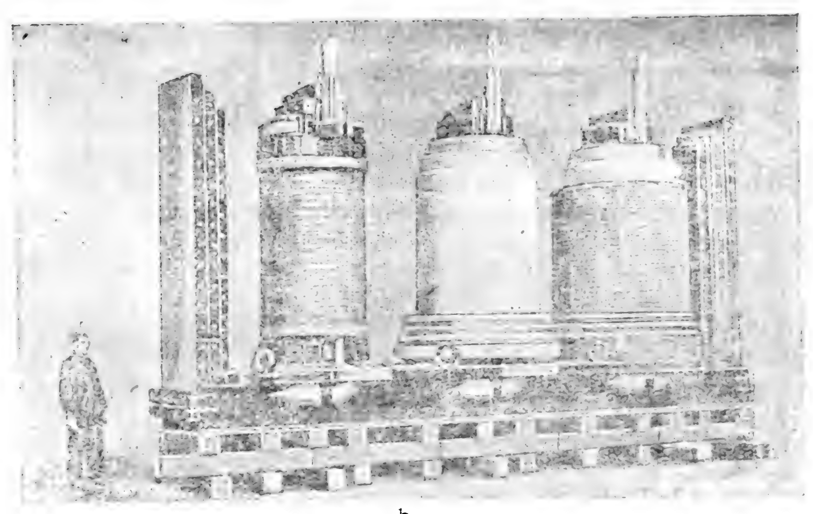
Обмотка на 220 kV защищена от других обмоток и железа посредством нескольких твердых бумажных цилиндров с угловыми шайбами. Фиг. 181, *a* и *b* показывают конструкцию магнитной ситемы и позволяют различить отдельные обмотки и изолирующие цилиндры.

Конструкция магнитной системы подобна конструкции, описанной в гл. I, c и изображенной на фиг. 161, *a* и *b*. Фиг. 182 изображает катушки трансформатора.

Чтобы избегнуть при цилиндрической обмотке применяемой в обмотках высокого напряжения пайки между отдельными катушками, фирма AEG выполняет у больших трансформаторов так называемую вывернутую непрерывную обмотку [Л. 101].



a



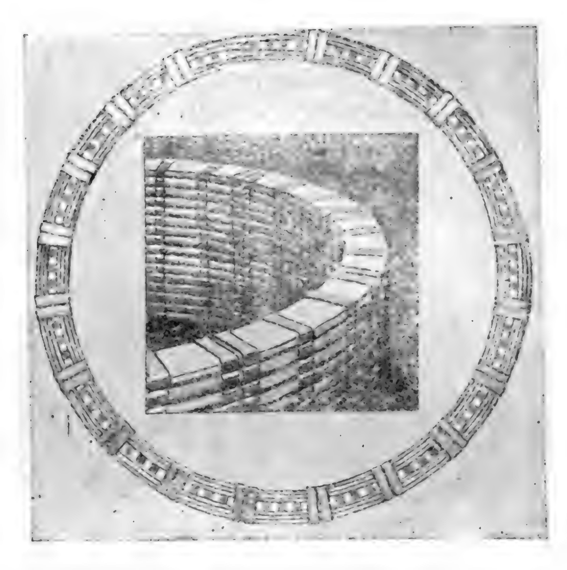
b

Фиг. 181. Катушка пятисердечникого трехобмоточного трансформатора мощностью 60 000 kVA; напряжение обмоток 220 kV, 110 kVA и 10 kV.

Первая дисковая катушка наматывается обычным путем от внутреннего слоя к внешнему и за ней так же и вторая катушка, как изображено на фиг. 183,*a*. Затем витки второй обмотки расслабляются и перекладываются вручную в обратной последовательности, и получается дисковая катушка, как изображено на фиг. 183,*b*. Конец второй катушки находится внутри, так

что можно без пайки таким же образом мотать следующие катушки.

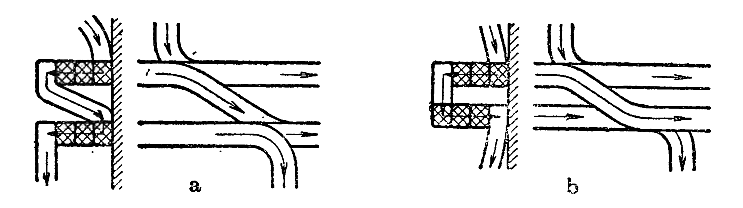
В обмотках на большие токи с большим поперечным сечением проводов (трансформаторы для электролитических печей) необходимо во избежание больших добавочных потерь брать стороны сечения проводов, располагаемые при цилиндрической обмотке радиально, а при дисковой—аксиально по отношению к сердечнику, не слишком большими.



Фиг. 182. Отдельная катушка трансформатора фиг. 181, *a* и *b*.

Размеры другой стороны проводника на добавочные потери практически заметного влияния на оказывают.

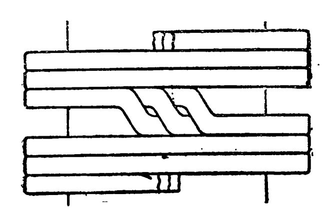
Одновитковые катушки должны иметь в случае цилиндрической обмотки форму тонкого цилиндра, а при дисковой—форму плоского вырезанного листа. Если у обмоток на большие токи простые цилиндрические катушки низкого напряжения получают настолько большие радиальные размеры провода, что добавочные потери в нем вследствие вытеснения тока становятся слишком заметными, то обмотка подразделяется в радиальном на-



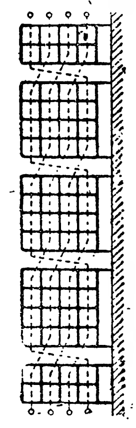
Фиг. 183. Выполнение непрерывной обмотки AEG. *a* — перед; *b* — после перекладывания витков катушки.

правлении на параллельные проводники, которые транспонируются на середине обмотки. Фиг. 184 показывает выполнение транспозиции трех параллельно соединенных проводников. Другой пример транспонирования параллельно соединенных проводников, при котором удается избегнуть вытеснения тока, показан на фиг. 185, изображающей так называемую винтовую обмотку фирмы AEG. Каждый виток этой обмотки состоит из ряда параллельных радиально расположенных проводников. Витки

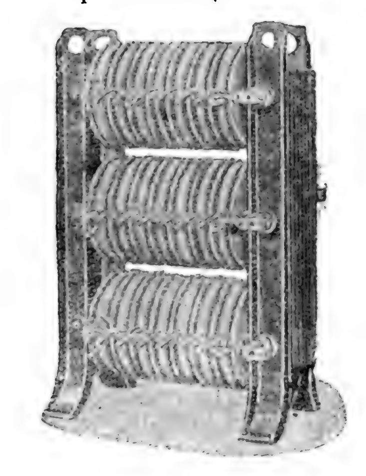
отделены друг от друга масляными каналами. Пунктирные линии показывают последовательные положения проводников в отдельных витках обмотки. На фиг. 185 в каждом витке четыре проводника соединены параллельно. Из-за транспозиций вся обмотка по высоте разделяется как бы на пять отдельных катушек, из которых две крайние имеют половинное число витков.



Фиг. 184. Перекрещивание витков обмотки с тремя параллельными проводами.



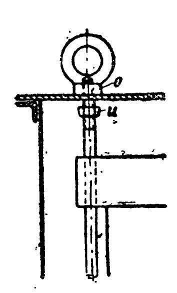
Фиг. 185. Винтовая обмотка AEG.



Фиг. 186. Воздушный трансформатор AEG.

3. ОБЩАЯ КОНСТРУКЦИЯ ТРАНСФОРМАТОРА И ЕЕ ЭЛЕМЕНТЫ

а) Остов трансформатора и соединение его с баком. Остов трансформатора состоит помимо магнитной системы, главным образом, из частей конструкции, служащих для прессовки железных листов и обмотки. Конструкции магнитного остова были уже показаны на фиг. 167 и 169.



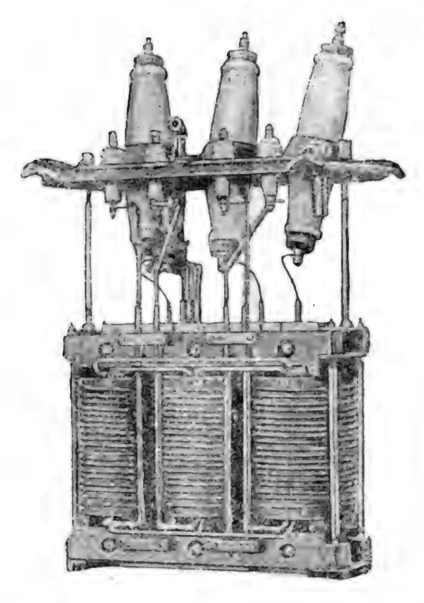
Фиг. 187. Скрепление болтами выемной части с крышкой бака.

У сухих трансформаторов деталями остова, кроме того, являются выводные изоляторы, а в некоторых случаях также и специальные опорные ноги.

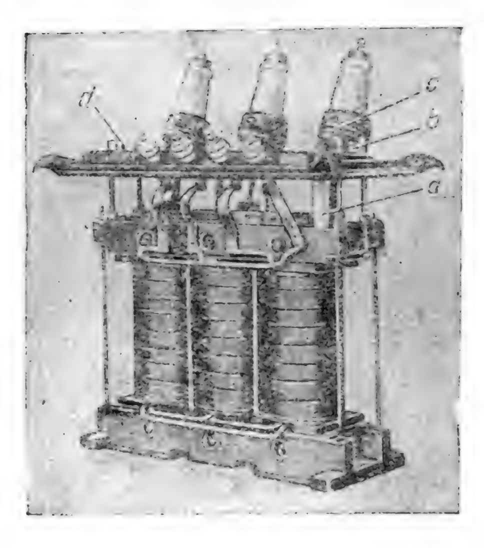
Сухие трансформаторы получаются дешевле масляных только при малых мощностях (ниже 10 kVA) и напряжениях (ниже 3 kV). В настоящее время, если не считать трансформаторов очень малой мощности, сухие трансформаторы выполняются очень редко. Мы ограничимся в отношении их поэтому только тем, что укажем на изображенный на фиг. 186 трансформатор, выполненный фирмой AEG.

У масляных трансформаторов остов обычно жестко скрепляется с крышками бака (фиг. 188, 189, 191), так как на крышке укрепляются проходные изоляторы, к которым присоединяются концы обмоток. Но бак не должен поддерживать трансформатор в подвешенном к крышке состоянии.

Трансформатор ставится на днище бака (фиг. 166), и высота подкладок, которые у трансформаторов малой и средней мощности обычно делаются из дерева, выбирается такой, чтобы крышка прямо садилась на верхний фланец масляного бака. Это можно просто осуществить, если трансформатор скреплять болтами с крышкой посредством гаек, допускающих установку, как указано на фиг. 187. Сперва завинчивается до крышки верхняя гайка *o*, трансформатор вынимается из бака, и затем только закрепляется нижняя гайка *u*. Чтобы достигнуть хорошего уплотнения, верхняя гайка выполняется накидной или сваривается с крышкой.



Фиг. 188. Масляный трансформатор с крышкой (30 kVA и 15 kV) фирмы Сименс-Шуккерт — старой конструкции.



Фиг. 189. Масляный трансформатор с крышкой (100 kVA, 6 kV) фирмы Сименс-Шуккерт — новая конструкция. *a* — место для установки термометра; *b* — головка винта для контроля масла; *c* — болт, закрепляющий выводной изолятор высокого напряжения; *d* — отверстие для заполнения маслом.

Широкие опорные подкладки, которые выбираются в соответствии с размерами стенок бака (фиг. 166, 188, 189, 191), или специальные направляющие на днище бака устанавливают одинаковые расстояния между обмотками и стенкой бака.

Для закрепления подъемных канатов на трансформаторе на крышке делают выступы (фиг. 166, 190) или же выполняют гайки (*o* на фиг. 187), служащие для скрепления остова с крышкой, в виде подъемных проушин.

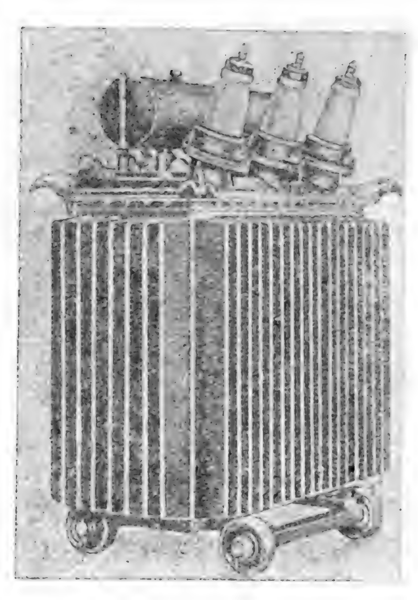
У больших трансформаторов делают специальные приспособления для закрепления подъемных канатов. На фиг. 192 нижние выступы на боковых стенках бака, служащие для установки и закрепления на специальной тележке для транспорта по железной дороге, могут быть также использованы для закрепления подъемных канатов.

Для облегчения передвижения трансформатор устанавливается на раме с катками (фиг. 190, 192, 195, 197).

b) **Масляный бак.** Масляные баки выполняются гладкими, волнистыми (фиг. 190) и трубчатыми (фиг. 195). Стенки кожуха свариваются с днищем и фланцем, на котором укрепляется крышка.

Гладкие баки применяются для малых трансформаторов (до 20 kVA) и трансформаторов с искусственным охлаждением.

Толщина листов железа стенки берется достаточной для того, чтобы выдержать давление масла. Эта толщина пропорциональна высоте масла в степени 1,5 [Л. 112, стр. 512] и при высоте бака в 1 m составляет около 3 mm. Более высокие баки укрепляются специальными железными конструкциями внутри или снаружи бака (фиг. 192). Листы днища берутся несколько толще, чем стенки.



Фиг. 190. Трансформатор фиг. 189, погруженный в масляный бак.

Волнистый бак значительно устойчивее против масляного давления. По Видмару для требуемой толщины листа d волнистого бака с прямоугольным профилем (фиг. 203,*b*) получается следующее выражение:

$$d \approx \frac{H^3}{0{,}45\ h\left(1 + \frac{2h}{3t}\right)}\ \text{mm}, \quad (192)$$

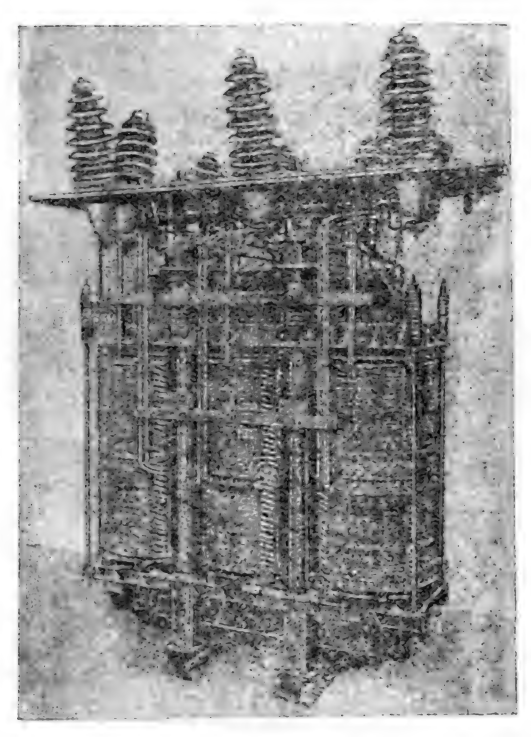
где H — высота бака в m, h и t — размеры прямоугольного профиля волны в mm (фиг. 203,*b*). Уравнение (192) применимо для волн, у которых толщина d незначительна по сравнению с h и t. Для профиля волны с $h = 100$ $t = 40$ mm. Для бака высотой в 2 m получается по уравнению (192) толщина листов железа равной приблизительно 0,7 mm.

Волнистый бак с закругленной волной (фиг. 203,*a*) менее прочен. Толщину его стенки приходится почти удваивать против значения, получаемого по уравнению (192). Волнистый бак обыкновенно выполняется так, что волны у днища и около крышки переходят в гладкую стенку бака (фиг. 166 и 190), с которой они свариваются.

Крышка привертывается болтами к фланцам бака, причем между ними кладутся уплотняющие прокладки из бумаги, прессованной пробки, маслоупорной резины или свинцового провода.

Масляные трансформаторы в настоящее время снабжаются почти всегда расширителем так называемым консерватором, который у трансформаторов средней мощности помещается непосредственно на крышке (фиг. 190), а у больших трансформаторов

сбоку (фиг. 195 и 197) или совершенно отдельно в стороне от трансформатора (фиг. 198 и 201), так как пространство над крышкой недостаточно для его размещения. Расширитель посредством трубы, выступающей на несколько сантиметров над дном расширителя соединяется с баком и рассчитывается так, чтобы трансформаторный бак даже в холодном состоянии был полностью заполнен маслом. Этим достигается то, что только незначительная поверхность масла в расширителе может сообщаться с воздухом и температура масла в расширителе значительно ниже, чем в верхних слоях в трансформаторном баке. Благодаря этому уменьшается опасность окисления масла, а конденсация водяного пара под крышкой делается невозможной. Сконденсировавшаяся из пара вода осаждается на дне расширителя и удаляется через специальное отверстие с пробкой в дне расширителя.



Фиг. 191. Масляный трансформатор (5 000 kVA, 30 kV) с пятью ступенями напряжения фирмы Сименс-Шуккерт. Прессовка обмотки посредством рамы с пружинами.

Уровень масла определяется по положению в маслоуказательной трубке. Повышение давления воздуха под маслом при колебаниях его уровня устраняется посредством предохранительного клапана.

Для того чтобы бороться с окислением масла в трансформаторном баке и с опасностью взрыва при перекрытиях изоляции, в американских конструкциях иногда вводят под крышку бака над маслом слой азота [Л. 116].

c) Трансформаторное масло. Применяемое в трансформаторах масло является минеральным маслом, которое нейтрально по отношению к металлам и изолирующим материалам и обладает большой диэлектрической крепостью.

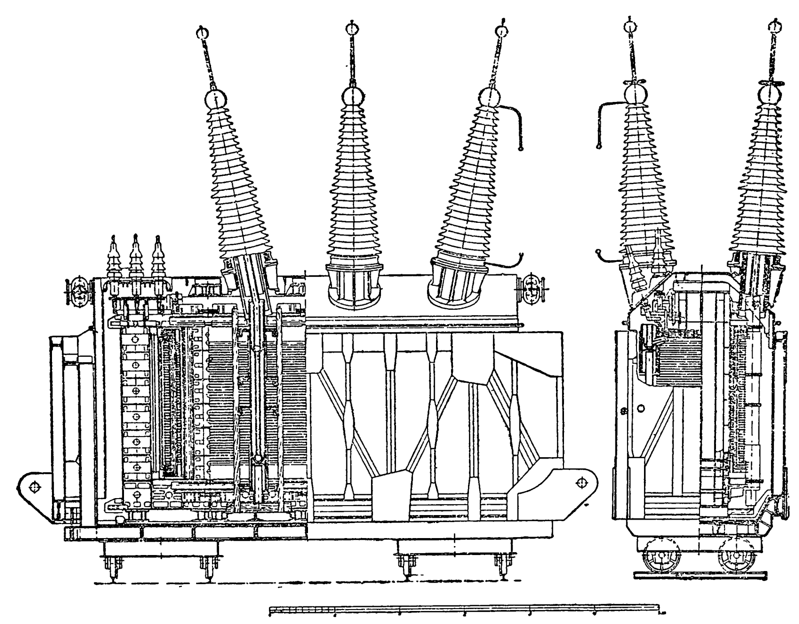
Относительно требований, предъявляемых к маслу, и способов его испытания даются указания в правилах VDE для масла, для трансформаторов и масляных выключателей [Л. 46]. Мы ограничимся здесь тем, что приведем важнейшие положения этих предписаний.

Электрическая крепость масла, находящегося в работе трансформатора или аппарата, согласно нормам не должна опускаться

в среднем ниже 80 kV/cm. Если электрическая крепость ниже, то масло должно быть очищено или сменено. Электрическая крепость проваренного или готового для заполнения масла не должна быть менее 125 kV/cm.

Если при нагревании масла в пробирке до 150° C появляющееся потрескивание говорит о присутствии в масле воды, то испытания электрической крепости не производят; масло должно быть просушено.

d) **Выводы**. Выводы изготовляются из фарфора и реже из твердой бумаги [Л. 141]. Выводы нормированы для напряжения



Фиг. 192. Пятисердечниковый трансформатор фирмы AEG, 40 000 kVA 220 и 110 kV.

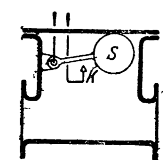
до 45 kV (DIN VDE 8104 по 8108). Выводы вмазывают или непосредственно в крышку или в особые фланцы, которые привертываются болтами к крышке и уплотняются.

В последнее время стремятся переходить к построению более низких масляных баков (фиг. 188 и 189). У трансформаторов с самоохлаждением это достигается применением волнистых баков, начиная с трансформаторов малых мощностей, посредством применения волнистых баков с глубокими волнами, вынесенных отдельно охладителей и т. п., установкой расширителя, перемещением переключателя, который ранее помещался под крышкой (фиг. 188), в пространство между обмотками (фиг. 166) и, наконец, посредством соответствующего выполнения выводов. Как видно из фиг. 189, провода от обмотки высокого напряжения посредством изолирующих бумажных трубок подводятся к пустотелым фарфоровым изоляторам, которые в соответствии с расположением расширителя примерно до половины заполнены маслом

(фиг. 189 и 190). Подобная конструкция применяется и у крупных высоковольтных трансформаторов (фиг. 192). У больших трансформаторов применяются также маслонаполненные изоляторы, масло которых не сообщается с маслом трансформатора. Чтобы иметь место для расширителя, располагаемого над крышкой (фиг. 166 и 190), или при очень высоких напряжениях для увеличения расстояния между высоковольтными выводами (фиг. 192), последние располагаются наклонно по отношению друг к другу. При очень больших токах прямой и обратный провода проводятся через общее отверстие в крышке, располагаясь рядом друг с другом, с целью избегнуть потерь в крышке.

е) Защитные приспособления. Мы укажем еще очень кратко на устройства, служащие для защиты трансформатора от повреждений.

Против перегрузок малые трансформаторы предохраняются плавкими предохранителями, а большие посредством масляных выключателей с выключающими реле. Но эти приспособления не являются защитой против местных перегревов внутри трансформатора, которые могут вызываться пробоем или замыканием витков. Поэтому устраивается так называемая диференциальная защита с включением трансформаторов тока в соединении с реле тока и мощности, которые указывают несимметрию в трансформаторе и возрастание потерь в железе [Л. 117].



Фиг. 193. Реле Бухгольца.

В настоящее время получило большое распространение защитное устройство, называемое по имени своего изобретателя защитой Бухгольца. Каждое повреждение в трансформаторе, будет ли это пробой, образование дуги вследствие разрыва мест соединений, замыкание на корпус или между витками и т. п., связано с более или менее бурным газо- или парообразованием.

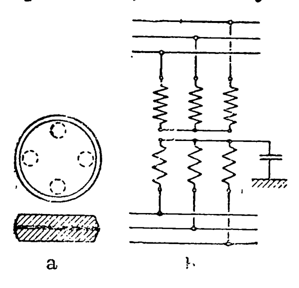
Это газообразование и используется для приведения в действие реле, которое предупреждает о грозящей опасности и отключает трансформатор от сети. Фиг. 193 поясняет идею прибора.

В горшке, имеющем два фланца для установки в соединительной трубе между трансформатором и расширителем, расположен вращающийся поплавок S. Горшок вследствие давления масла расширителя при нормальной работе доверху заполнен маслом, так что поплавок касается верхней крышки горшка. Как только в трансформаторе вследствие повреждения образуется газ, он тотчас собирается в верхней части горшка. Поплавок S спускается и замыкает контакт K в цепи тока реле. Мы ограничимся здесь этими только указаниями, а для детального ознакомления с защитой Бухгольца укажем на соответствующую литературу [Л. 118 и 119]. На фиг. 195 налево в углу на трубопроводе между трансформаторм и расширителем видна защита Бухгольца. Для защиты трансформаторов применяется также тепловое реле, которое ставится в различных местах трансформатора и предупреждает о недопустимо высоких температурах. Это реле состоит

обыкновенно из биметаллических полосок, которые при повышенном нагреве замыкают контакт в цепи тока реле [Л. 120].

Если обмотка высшего напряжения имеет высокое напряжение, а обмотка низшего напряжения — низкое напряжение, то также требуется защитное приспособление для того, чтобы сделать по возможности безвредным переход высокого напряжения на низковольтную обмотку при повреждении трансформатора [Л. 121].

Такой предохранитель простой конструкции представлен на фиг. 194,*a*. Между двумя круглыми металлическими пластинками лежит резиновая пластинка со многими дырами, толщина которой берется такой, чтобы при рабочем напряжении низковольтной сети не происходило пробоя между металлическими пластинами. Обе металлические пластины включаются по фиг. 194,*b* между обмоткой низкого напряжения и землей. Если между обмоткой низкого напряжения и землей появляется значительно большее напряжение, чем рабочее напряжение этой обмотки, то тонкий слой воздуха между металлическими пластинами предохранителя пробивается; крупинки расплавленного металла создают проводящие мостики, вследствие чего обмотка низкого напряжения заземляется и выключатель на высоковольтной стороне выключается.



Фиг. 194. Предохранитель: *a* для защиты низковольтной обмотки от высокого напряжения и его включение *b*.

Предохранитель на фиг. 194,*a* монтируется в цоколе подобно патрону плавкого предохранителя.

J. ОХЛАЖДЕНИЕ И НАГРЕВАНИЕ

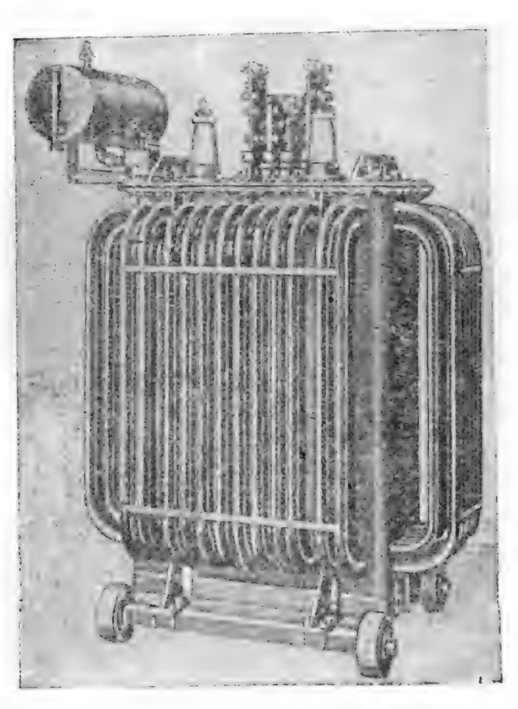
I. СИСТЕМА ОХЛАЖДЕНИЯ

а) Сухие трансформаторы. Сухие трансформаторы изготовляются относительно редко, причем для мощности не более 300 kVA и напряжений не более 10 kV, так как они менее надежны в работе, чем масляные, и для более высоких напряжений требуют больших расстояний между обмотками и между обмотками и заземленными частями трансформатора. Уже для мощностей, больших 10 kVA, масляный трансформатор должен быть экономичнее сухого. Специального охлаждения для малых мощностей, на которые обыкновенно строятся сухие трансформаторы, не применяют; естественная циркуляция воздуха достаточна для отвода развивающегося в трансформаторе тепла. Чтобы увеличить охлаждающую поверхность, иногда между катушками прокладывают тонкие медные листы, которые выступают над катушками [Л. 112, стр. 474]. Только в специальных случаях, когда сухой трансформатор строится на большую мощность, он охлаждается посредством особого вентилятора. Расположение

частей установки при этом берется подобным тому, как у масляных трансформаторов с воздушным дутьем (фиг. 201).

Как правило, в настоящее время трансформаторы выполняются масляными, т. е. трансформатор помещается в бак с маслом, которое отводит через стенки бака в окружающий воздух тепло, развивающееся в трансформаторе. Системы охлаждения масляных трансформаторов описаны в следующих главах.

b) Естественное охлаждение масляных трансформаторов. Естественное охлаждение, т. е. отведение тепла без исскуственной циркуляции охлаждающей среды, удобно, так как требует незначительного ухода и потому охотно применяется во всех тех случаях, для которых оно предназначается. У малых трансформаторов до 20 kVA для отвода тепла достаточна гладкая поверхность масляного бака. Для больших мощностей кожух трансформатора изготовляется из волнистого железа, чтобы увеличить теплоотдающую поверхность, или же применяют трубчатый бак. Простой волнистый бак применяется для мощностей до 6 000 kVA, а трубчатый до 20 000 kVA. На фиг. 190 представлен трансформатор с волнистом баком, на фиг. 195 — с трубчатым. Трубки ввариваются в гладкие стенки бака, причем раньше они развальцовываются. Внутреннее пространство трубок сообщается с баком так, что в трубках охлажденное масло опускается вниз, а в баке, нагреваясь, опять подымается. Требуемое количество масла при трубчатом баке меньше, чем при волнистом. Число рядов трубок в зависимости от мощности трансформатора выбирается от двух до пяти.

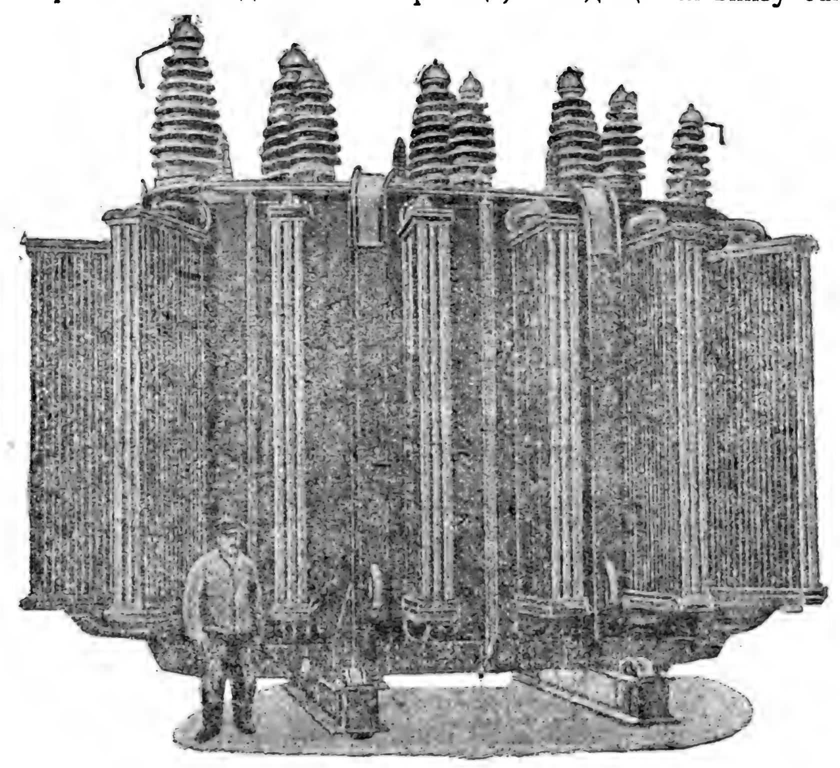


Фиг. 195. Однофазный масляный трансформатор для электропечи (300 kVA, 6 500 V ± 325 V и 2 × 40 V) с трубчатым баком и защитой Бухгольца.

Естественное охлаждение гладких волнистых кожухов может быть значительно улучшено, если масло отсасывать посредством специального насоса из верхней части трансформатора и нагнетать в нижнюю. При этом получается равномерное распределение температуры по поверхности бака трансформатора (фиг. 202).

Для еще более мощных трансформаторов применяются при естественном охлаждении вынесенные охладители (фиг. 196), так называемые радиаторы, которые делаются из волнистого железа

или из большого числа трубок подобно трубчатому баку. Радиаторы вверху и внизу соединяются с баком. У очень крупных трансформаторов радиаторы привертываются к фланцам для облегчения или осуществления возможности транспорта по железной дороге, во время которого радиаторы отвертываются и отправляются отдельно. На фланце, находящимся внизу бака,



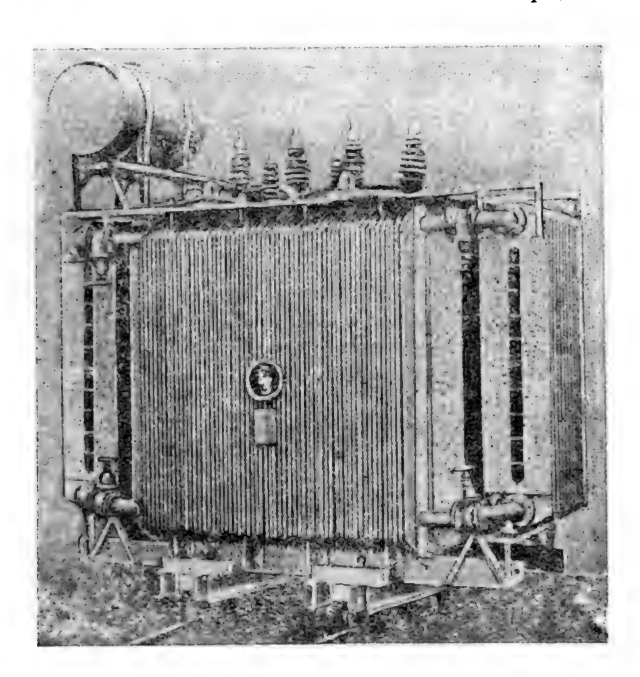
Фиг. 196. Трансформатор (75 000 kVA, 100, 60 и 15 kVA) с радиаторами фирмы AEG.

пристраивается запорный вентиль (фиг. 197), и трансформатор может отправляться с таким количеством масла, какое необходимо для того, чтобы обмотка не соприкасалась с воздухом.

c) **Искусственное охлаждение.** Для очень больших трансформаторов и в случае если размеры трансформатора с радиаторами нежелательно велики применяется искусственное охлаждение. Искусственное охлаждение может быть необходимо и для трансформаторов средней мощности, в случае если они установлены в узких камерах. Охлаждающей средой, главным образом, являются вода и воздух. Очень распостраненный ранее способ водяного охлаждения заключался в том, что в верхнюю часть бака в масло помещался трубчатый змеевик с протекающей через него охлаждающей водой. При американском способе выполнения такого охлаждения змеевик помещается внутри бака вдоль его стенок. Охлаждающая вода должна быть чистой и свобод-

ной от осаждающихся веществ, так как отложение этих веществ на стенке трубки ухудшает теплоотдачу и при известных условиях может вызвать закупорку трубки. Преимуществом такой системы охлаждения является возможность приключения змеевика к водопроводу так, что можно обойтись без специального насоса. В этом случае, однако, в змеевике имеется повышенное давление, и при отсутствии уплотнения вода может проникнуть в масляный бак.

Но эта опасность пропадает, если вода отсасывается из змеевика насосом. Змеевик изготовляется из специального твердого свинца или из меди; твердый свинец имеет то преимущество, что на него не влияют химические воздействия охлаждающей воды.



Фиг. 197. Трансформатор 10 000 kVA, 50 V и 10 kV фирмы Сименс-Шуккерт для наружной установки с двумя радиаторами с запорными вентилями.

В Германии в настоящее время предпочитают обыкновенно охлаждение с замкнутой циркуляцией, при котором нагретое масло прогоняется через змеевик, омываемый охлаждающей водой. На фиг. 198 представлена установка с этой системой охлаждения с соответствующим вспомогательным устройством. Помещаемый в трубопроводе воздухоочиститель должен удалять воздух, засасываемый в масло насосом. Воздухоотделитель ставится по возможности ближе к входному вентилю.

Расположение змеевика вне трансформатора имеет то преимущество, что уменьшается высота трансформатора, а также и потребное количество масла по сравнению с тем случаем, когда змеевик помещается в баке трансформатора.

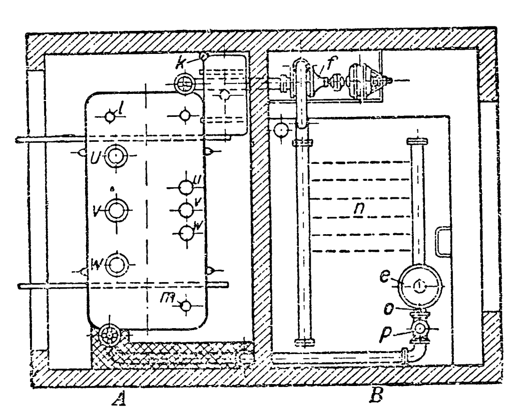
У очень больших трансформаторов вместо змеевика применяют трубчатый охладитель, который требует значительно меньшего места, чем змеевик, и при котором эффективнее используется охлаждающая среда (вода или воздух).

На фиг. 199 представлен водяной охладитель с противотоком системы Циммермана [Л. 127]. Охлаждающая вода поступает в охладитель снизу, обтекает систему труб и выходит из охлади-

теля вверху, в то время как масло проходит в противоположном направлении. В качестве охлаждающей среды может быть использован сжатый воздух. На фиг. 200 изображен большой поверхностный охладитель фирмы AEG [Л. 123].

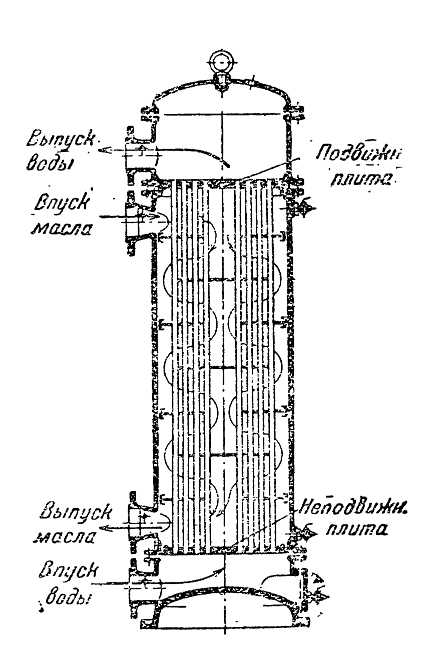
Трубки охладителя, через которые проходит масло, снабжены большим числом охлаждающих ребер, воздушный поток прогоняется в противоположном направлении.

Трансформаторы с волнистыми баками могут обдуваться воздухом также по способу, указанному на фиг. 201.



Фиг. 198. Охлаждение с искусственной циркуляцией масла (Сименс-Шуккерт).

a — консерватор; *b* — вентиль для отвода масла; *c* — вентиль для впуска масла; *d* — кусок эластичной трубы; *e* — воздухоудалитель; *f* — масляный насос; *g* — уровень охлаждающей воды; *h* — трубка для установки уровня воды; *i* — спускное отверстие для воды; *k* — указатель уровня масла; *l* — отверстие для заполнения маслом; *m* — трубка, погруженная в масло; *n* — трубы охладителя; *o* — термометр; *p* — масломер.



Фиг. 199. Водяной охладитель с противотоком Циммермана [Л. 127].

Вокруг волнистого бака устанавливаются направляющие железные стенки для направления охлаждающего воздуха, который продувается вдоль ребер (волн) бака.

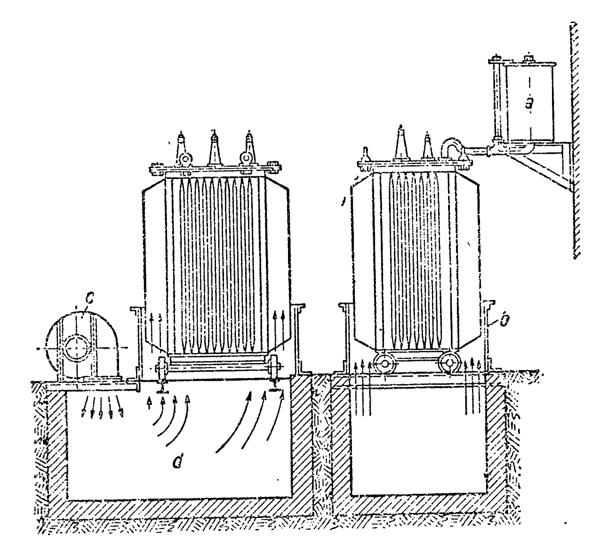
При другом способе охлаждения при обыкновенном волнистом баке применяются специальные сопла, располагаемые во-

круг бака на $^1/_3$ его высоты и обдувающие стенки бака в продольном направлении снизу вверх [Л. 123].

Трансформаторы с радиаторными баками обдуваются иногда большим числом небольших вентиляторов [Л. 126 и 127]. Такое охлаждения применяется для больших трансформаторов, в то



Фиг. 200. Большой поверхностный охладитель AEG.



Фиг. 201. Добавочное воздушное охлаждение вентилятором (Сименс-Шуккерт). *a* — консерватор; *b* — щиты для направления воздуха; *c* — вентилятор; *d* — воздушный канал (яма).

время как оба предыдущих способа обычно применяются для трансформаторов средней мощности.

Очень часто обдувание трансформатора используется как добавочное охлаждение, так что трансформатор при нормальных нагрузках работает с естественным охлаждением. Вентилятор включается только тогда, когда нагревание превосходит известные пределы.

При обдувании трансформатора можно рассчитывать на увеличение его длительной мощности на 30 ÷ 50%.

2. ТЕПЛООТДАЧА В ОКРУЖАЮЩУЮ СРЕДУ

а) Теплоотдача в окружающий воздух. Теплоотдача трансформатора в окружающий воздух происходит посредством излучения, теплопроводности и конвекции. Мы уже подробно рассмотрели теплоотдачу в гл. II, О,1, т. I, так что здесь ограничимся только тем, что приведем соответствующие числовые данные.

Величина теплоотдачи $h_{изл}$ излучением зависит согласно гл. II, О, 1,а, т. I, главным образом, от окружающей температуры и превышения температуры поверхности трансформатора (см. табл. 15, т. I) и растет вместе с ними. Для средней температуры

перегрева поверхности в 40° С при температуре окружающего воздуха в 20° С или при средней температуре перегрева в 50° С и температуре окружающего воздуха в 15° С теплоотдача излучением равна

$$h_{изл} \approx 6 W/m^2 \, °C. \tag{193a}$$

Для более точных исследований необходимо величину теплоотдачи определять по гл. II, O, 1,a, т. I.

Чтобы получить общее количество тепла, излучаемое от трансформатора в одну секунду, мы должны величину теплоотдачи умножить еще на произведение средней температуры перегрева и излучающей поверхности трансформатора. За излучающую поверхность считаем только поверхность $O_{изл}$, излучающую в свободное пространстве, в то время как все части поверхности, излучающие друг на друга, не учитываются.

Величину теплоотдачи $h_{конв}$ для теплопроводности и конвекции у закрытых машин и малых трансформаторов мы определили в гл. II, O, 1,b, т. I равной $h_{конв} = 8$ W/m² °C.

Для больших трансформаторов эта величина несколько меньше и может быть принята

$$h_{конв} \approx 7 \div 8 \; W/m^2 \, °C. \tag{193b}$$

Для подсчета теплоотдачи посредством теплопроводности и конвекции учитывается действительная поверхность $O_{конв}$ трансформатора.

При установившемся тепловом режиме развивающееся в трансформаторе с естественным охлаждением тепло равно теплу, отдаваемому в 1 сек. поверхностью трансформатора, т. е. общим потерям Q трансформатора.

Для трансформатора с самоохлаждением

$$Q = (h_{изл} O_{изл} + h_{конв} O_{конв}) \vartheta, \tag{194a}$$

или

$$Q \approx (6 \, O_{изл} + 7 \, O_{конв}) \, \vartheta \; W, \tag{194b}$$

где $O_{изл}$ и $O_{конв}$ выражены в m² и ϑ в °C.

По уравнению (194a) или (194b) мы можем по заданным потерям и поверхности трансформатора определить среднюю температуру перегрева его поверхности, но согласно RET (см. гл. 9, 3a) существенна температура обмоток трансформатора.

У сухих трансформаторов мы можем согласно гл. II, O,2,b, т. I подсчитать ее по поверхностной температуре (ср. также раздел 3).

При приближенном расчете разница междусредней температурой обмотки, определенной по увеличению сопротивления, и температурой поверхности оценивается в 15 °C, так что нагрев обмотки

$$\vartheta_{обм} \approx \vartheta + 15° \, C. \tag{195}$$

При определении поверхностей $O_{изл}$ и $O_{конв}$ необходимо считать, что поверхности охлаждающих каналов не влияют на величину $O_{изл}$, но полным своим значением входят в $O_{конв}$, в слу-

чае если каналы расположены вертикально и их ширина не менее 15 mm. При меньших охлаждающих каналах или если вентиляция в них затруднена, например, при горизонтальных каналах, особенно если они открыты только с одной стороны, величина теплоотдачи для охлаждающих каналов меньше, чем 7—8 W/m² °C и берется на основании опыта.

Расчет температуры обмотки у масляных трансформаторов будет дан в разделе 3. Но для приближенного расчета мы можем здесь оценить разницу между температурой обмотки и поверхности масляного бака.

При этом мы должны различать два случая: когда масло трансформатора не перемещается искусственно и когда оно циркулирует вследствие работы специального насоса, как, например, в охлаждающей установке на фиг. 198. В последнем случае разница температур обмотки и поверхности масляного бака заметно уменьшается. Кроме того, меняется распределение температуры по поверхности.

Фиг. 202 показывает влияние искусственной циркуляции масла на распределение температуры перегрева бака по высоте его. Кривые получены на трансформаторе в 370 kVA при продолжительной работе. Сплошная кривая соответствует искусственной циркуляции масла, пунктирная — представляет распределение температуры при установившемся состоянии при выключенном насосе. Температура перегрева крышки падает очень быстро от 36° у края крышки трансформатора до 20° в середине ее.

По § 42 REТ 1930 г. допускаемое превышение температуры обмотки равно 70°. Разница между температурой обмотки и средней температурой поверхности масляного бака у трансформаторов без циркуляции масла составляет около 30° С, с циркуляцией при искусственном охлаждении приблизительно 22° С. Среднее превышение температуры ϑ бака должно, следовательно, у трансформаторов без искусственной циркуляции масла составлять около 40° С и с искусственной циркуляцией масла около 48° С. При таких значениях ϑ получаем

$$6\,O_{изл} + 7O_{конв} \approx \frac{Q}{\vartheta}\ \text{W/°C}. \tag{196}$$

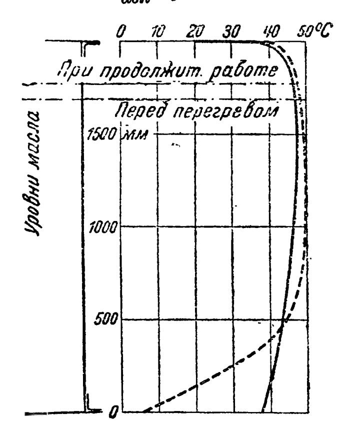
При гладком баке $O_{изл} = O_{конв} = O$, и требуемая поверхность масляного бака

$$O \approx \frac{Q}{13\vartheta}\ \text{m}^2. \tag{197}$$

Необходимо еще решить, какую поверхность масляного бака принять за O. Тепло, отводимое днищем трансформатора, по опытным данным очень незначительно у трансформаторов с естественной циркуляцией масла вследствие незначительной температуры перегрева днища и затрудненной конвекции; крышка же, наоборот, оказывает уже заметное влияние на теплоотдачу, особенно если трансформатор имеет консерватор, когда масло непосредственно касается крышки. При этом необходимо учесть, однако, что теплоотдающая поверхность крышки зачастую заметно уменьшается вследствие установки изоляторов.

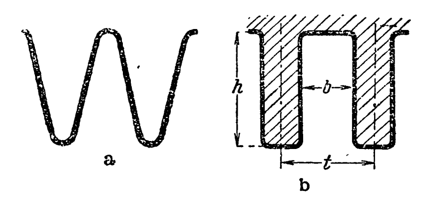
Для большей надежности во всех случаях за поверхность O принимают только боковую поверхность, пренебрегая поверхностями крышки и днища.

b) Волнистый и трубчатый баки. Волнистый и трубчатый баки требуют специального рассмотрения. Излучающая поверхность $O_{изл}$ у них значительно меньше поверхности $O_{конв}$ соответствующей теплоотдаче посредством теплопроводности и конвекции. Поверхность $O_{изл}$ практически может равняться поверхности охвата по периметру, получаемому посредством обвязывания бака шнуром. С другой стороны, при подсчете теплоотдачи теплопроводностью и конвекцией нужно учесть, что при очень глубоких волнах, какие предпочитают у современных трансформаторных баков или в случае близкого расположения друг к другу трубок, нормальная циркуляция воздуха затрудняется вследствие трения. Величина теплоотдачи $h_{конв}$ поэтому меньше чем 7 W/m² °C.



Фиг. 202. Превышение температуры бака с искусственной (—) циркуляцией масла и без нее (. . .).

В последние годы ранее применяемые формы волн по фиг. 203, *a*, частично оставлены и, особенно при больших мощностях, заменяются прямоугольной формой, изображенной на фиг. 203, *b*, с высотой волны до $h = 400$ mm. При этом ширина b воздушного канала обычно берется большей, чем ширина a масляного канала. Малые каналы (не ниже 6 mm) практически не затрудняют естественной циркуляции масла, в то время как воздушные каналы должны составлять по меньшей мере 20 mm, чтобы быть еще достаточно активными.



Фиг. 203. Профили волн.

Поверочные расчеты для пяти выполненных трансформаторов с глубокими волнами бака с h от 100 до 400 mm, b от 28 до 67 mm и $t - b$ от 5 до 28 mm [Л. 130] показали, что величина теплоотдачи теплопроводностью и конвекцией должна приниматься равной приблизительно 7 W/m² °C. Такая же величина берется и для трубчатых баков. Для приближенного расчета волнистого и трубчатого баков мы получаем, следовательно, уравнение

$$6\,O_{изл} + 7\,O_{конв} \approx \frac{Q}{\vartheta}\ \text{W/°C}, \tag{196}$$

где $O_{изл}$ — излучающая поверхность в m², определяемая описанным уже образом, $O_{конв}$ — поверхность, отдающая посредством

теплопроводности и конвекции, т. е. действительная поверхность, образуемая трубками или волнами и стенками бака, Q — потери в трансформаторе и ϑ — среднее превышение температуры поверхности бака, которое у трансформаторов с естественной циркуляцией масла принимается равным 40° C, а при искусственной циркуляции 48° C, чтобы согласно § 42 RET 1930 г. допустимая температура обмотки не превышала 70° C. У баков с радиаторами за излучающую поверхность $O_{изл}$ принимается поверхность охвата охладителей, расположенных на баке, между тем как для подсчета поверхности $O_{конв}$ берется суммарная поверхность бака и радиаторов (исключая дно и крышку).

c) **Искусственное охлаждение.** При расположении змеевика в масляном баке образуется канал с примерно известной температурой на его поверхности, через который протекает охлаждающая среда (вода). Расчет теплоотдачи для этого случая подробно рассмотрен в гл. II, O, 1,d, т. I, и, пользуясь им, можно произвести точное определение соответствующих величин и размеров змеевика.

Так как с увеличением длины трубки змеевика теплоотдача падает, часто несколько труб включают параллельно.

Обычно минутный расход воды на единицу отводимых потерь берется равным 1,5 l/min kW. Это количество по уравнению (460a) т. I соответствует нагреванию воды на 9,6 °C. Величина внутренней поверхности змеевика, отнесенная к единице отводимых потерь, равна приблизительно 0,5 m²/kW. При размере трубки в свету в 3 cm и толщине ее стенки в 3 mm и при $h_{конв} = 80$ W/m² °C (ср. раздел 3d) средняя разность между температурами масла и змеевика получается равной в 20,8° C. Этот перепад температур может уменьшиться, если охлаждающая трубка имеет внешние ребра, которые увеличивают поверхность змеевика в масле.

Если через змеевик протекает масло согласно фиг. 198, то теплоотдача на внутренней поверхности охлаждающей трубы в зависимости от скорости масла в змеевике может быть значительно больше, чем 80 W/m² °C вследствие чего перепад температур между маслом и змеевиком уменьшается. Так как при охлаждении змеевика (фиг. 198) применяется обычно вода, то путем увеличения скорости охлаждающей воды можно также уменьшить перепад температур между змеевиком и водой. Теплоотдача в воду по уравнениям (456) и (467b) т. I по меньшей мере в три раза более, чем в масло. По Картхаузеру (Karthäuser) [Л. 128] при искусственном охлаждении значение теплоотдачи для масла ($h_{конв.\ м}$) лежит между 350 и 600 W/m² °C, а для воды ($h_{конв.\ в}$) между 1 100 и 4 500 W/m² °C [Л. 137, стр. 97].

Однако из-за наличия грязи и образования осадков теплоотдача может значительно уменьшаться. Так, по Картхаузеру для случая, если змеевик расположен в воде, результирующая величина теплоотдачи от масла через трубку в воду в среднем получается равной

$$h_{конв} = \frac{h_{конв.\ м}\, h_{конв.\ в}}{h_{конв.\ м} + h_{конв.\ в}} \approx 60 \text{ W/m}^2\ {}^\circ\text{C}. \qquad (198)$$

При искусственной циркуляции обычно весь объем масла прогоняется через бак от четырех до пяти раз в час.

Возможен более точный расчет охлаждающего устройства при трубчатых охладителях с простой трубчатой системой. Основы расчета и расчетные уравнения охладителя изложены в гл. II, О, 1,с и d, т. I.

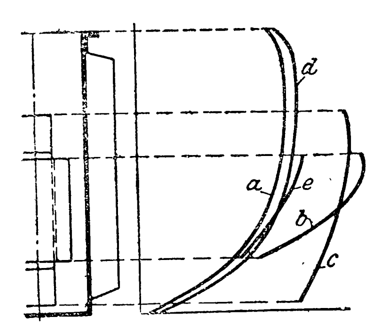
Крупные фирмы нормируют охладители как при водяном охлаждении, так и при охлаждении сжатым воздухом. Так, например, охладитель сжатым воздухом фирмы Сименс-Шуккерт составлен из отдельных элементов с размерами в основании $1{,}5 \times 0{,}27$ m² и высотой в 1,5 m, каждый из которых отводит 32 kW потерь. При этом температура масла примерно на 40 °C выше температуры притекающего воздуха. Охладитель, изготовляемый фирмой AEG, имеет такую же теплоотдачу.

Затруднителен расчет охладительного устройства, при котором воздух продувается посредством сопел вдоль волн бака вверх или через пространство между направляющими стенками и волнами бака (фиг. 201). В этом случае основываются, главным образом, на опытных данных.

При системе охлаждения, упомянутой в последнем случае, расход охлаждающего воздуха составляет приблизительно от 4 до 5 m³/min kW.

3. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ ВНУТРИ ТРАНСФОРМАТОРА

а) Общие замечания. Распределение температуры внутри трансформатора можно подсчитать только при известных упрощающих допущениях, причем, главным образом, приходится основываться на опытных данных. Поэтому этот расчет имеет характер контроля того, что внутри трансформатора не происходит слишком больших температурных перепадов. У сухих трансформаторов приходится определять распределение температуры только в железе и в обмотке, а у масляных кроме этого еще и распределение температуры в масле и на поверхности масляного бака.



Фиг. 204. Распределение превышения температуры у масляного трансформатора с консерватором по Кюхлеру [Л. 132].

a — по стенке бака; *b*—по поверхности обмотки; *c*—по поверхности сердечника; *d* — в масле вне обмотки; *e*—в масляном канале между обмотками.

Распределение температуры вдоль внешней стенки бака мы уже рассматривали на фиг. 202, на которой показано было также различие между естественной и искусственной циркуляциями масла. К этому добавим еще представленное на фиг. 204 распределение температуры в трансформаторе с естественным охлаждением и расширителем [Л. 132] для случая, если масло

полностью заполняет бак. Если, кроме того, отмечать превышения температуры железа обмотки, то получится полная картина (фиг. 204) распределения температуры в масле и на поверхности трансформатора и бака. Мы видим, что средняя температура масла в междуобмоточном канале такова же, как и вне обмотки. Практически это всегда так, если ширина охлаждающего канала составляет не менее 5 mm [Л. 132].

На основании экспериментальных данных мы можем принять данные в табл. 6 средние разности температур у масляного трансформатора с нормальными охлаждающими каналами в обмотке, если превышение температуры обмотки, измеренное по увеличению сопротивления, принять за 70° С.

ТАБЛИЦА 6

Средние разности температур у масляного трансформатора

Разность температур между	Естественная циркуляция масла в °С	Искусственная циркуляция имасла в °С
Средней температурой обмотки и температурой на поверхности обмотки ($\vartheta'_{обм.а}$) . . .	8	8
Температурой на поверхности обмотки и маслом (ϑ_i) . . .	19	12
Маслом и стенкой бака	3	2
Стенкой бака и окружающим воздухом (ϑ)	40	48
Среднее превышение температуры обмотки ($\vartheta_{обм}$)	70	70

Искусственная циркуляция масла увеличивает теплоотдачу в масло, так что разность температур между маслом и поверхностью внутри трансформатора меньше, чем при естественной циркуляции масла, и потому можно допустить больший перегрев для поверхности бака.

Разность температур между маслом и поверхностями внутри трансформатора, естественно, зависит от интенсивности циркулирования масла.

В табл. 6 приведены средние значения. При очень широких катушках с круглым проводом $\vartheta'_{обм.\,a}$ может быть значительно больше 8° С, между тем как при однослойных катушках, стороны которых, по меньшей мере на одной стороне охлаждающей поверхности открыты, $\vartheta'_{обм.\,a}$ почти равно нулю. Перепадом температур в стенке бака можно пренебрегать. Разность температур между стенкой бака и окружающим воздухом, с одной стороны, и маслом — с другой, обратно пропорциональна соответствующим значениям теплоотдач (см. пп. 2,а и 3,d).

b) Распределение температуры в железе. Для расчета распределения температуры в железе мы должны допустить, что теплопроводность поперек листов значительно меньше, чем в плоскости листов.

Так, например, для листов толщиной 0,35 mm проводимость в направлении плоскости листов почти в сто раз больше, чем в перпендикулярном направлении. Поэтому мы будем принимать при наших расчетах, что температура каждого отдельного листа во всех местах его одна и та же. Так как сердечники замкнуты ярмами, отвода тепла в продольном направлении не происходит. Мы можем, следовательно, считать, что имеем дело с бесконечно длинным железным пакетом, у которого отдают тепло только боковые поверхности. При таком допущении мы уже подсчитывали в гл. II, О, 2,с, т. I распределение температуры в железном пакете перпендикулярно поверхности листа. Для разности ϑ'_{max} между наибольшей температурой и температурой на поверхности мы получаем по уравнению (485) т. I

$$\vartheta'_{max} = \frac{q\Delta^2}{8k}, \tag{199}$$

где q — тепло, возникающее в единицу времени и в единице объема железного пакета и представляющее тепло, отводимое верхней стороной пакета, Δ — ширина железного пакета перпендикулярно к листам и k — теплопроводность в том же направлении. Мы применяли это равенство в т. I для обыкновенного железа толщиной в 0,5 mm. Здесь мы хотим применить его к трансформаторам с высоколегированным железом толщиной в 0,35 mm.

Тепло, развиваемое в единице объема железного пакета

$$q' = k_{ж} s V \cdot 10^{-3}\ \mathrm{W/cm^3}, \tag{200a}$$

где $k_{ж}$ — отношение между чистой шириной железа и действительной (включая бумажные и воздушные прослойки), s — плотность железа в $\mathrm{g/cm^3}$ и V — потери на единицу веса в W/kg. Для листов толщиной 0,5 mm $k_{ж} = 0{,}9$ и для листов толщиной 0,35 mm принимают $k_{ж} = 0{,}86$. При $V_{10} = 1{,}35$ W/kg при 10 000 G и плотности $s = 7{,}6\ \mathrm{g/cm^3}$ для высоколегированного железа получаем при индукции в сердечнике B, выраженной в гауссах,

$$q' = 8{,}8 \left(\frac{B}{10\,000}\right)^2 10^{-3}\ \mathrm{W/cm^3}. \tag{200b}$$

Тепло, развивающееся в пакете, частично отводится с торцевой стороны листов, оно при высоте пакетов L будет равно

$$Q_1 = 2k_{ж}\Delta L h_{конв} (\vartheta_a + \vartheta'_W), \tag{201a}$$

где $h_{конв}$ — удельная теплоотдача, ϑ_a — среднее превышение температуры боковой поверхности пакета над средней температурой масла и согласно гл. II, О, 2,с, т. I (фиг. 300 с $\vartheta_a = \vartheta_i$).

$$\vartheta'_W = \frac{2}{3}\,\vartheta'_{max} \tag{201b}$$

— разность между средней температурой пакета и температурой на поверхности. Через боковые поверхности шириной b отводится тепло

$$Q_2 = 2bLh_{конв}\vartheta_a. \quad (201c)$$

Теперь имеем

$$q = \frac{Q_2}{Q_1 + Q_2} q' = \frac{1}{1 + k_{ж} \frac{\Delta}{b}\left(1 + \frac{\vartheta'_W}{\vartheta_a}\right)} q' \quad (201)$$

Если примем для железа такое же превышение температуры, как и для обмотки, то при естественной циркуляции масла по табл. 6 $\vartheta'_{обм} \approx 8$ и $\vartheta_a \approx 19°$ C. Если предположим, что $\frac{\Delta}{b} = 1$, т. е. квадратное сечение железного пакета, то

$$q = 0{,}45q' = 3{,}95\left(\frac{B}{10\,000}\right)^2 10^{-3}\ \mathrm{W/cm^3}. \quad (202a)$$

Теплопроводность поперек листов при толщине их 0,5 mm по табл. 16, т. I равна 0,1 W/cm °C; при листах толщиной 0,35 mm мы получим, следовательно, соответственно меньшие значения $k_{ж}$ при бесконечно большой проводимости железа:

$$k_{ж} = \frac{1-0{,}90}{1-0{,}86}\ 0{,}01 = 0{,}00713\ \mathrm{W/cm\ °C}. \quad (202)$$

При этих допущениях из уравнения (199) получаем

$$\vartheta'_{max} = \frac{3{,}95 \cdot 10^{-3}}{8 \cdot 0{,}00713}\left(\frac{B}{10\,000}\right)^2 \Delta^2 = 0{,}0692\left(\frac{B}{10\,000}\right)^2 \Delta^2. \quad (202b)$$

Если среднее превышение температуры

$$\vartheta'_W = \frac{2}{3}\ \vartheta'_{max}$$

должно достигать 8° C, то ширина пакета с квадратным сечением при среднем значении индукции $B = 13\,000$ G должна составлять

$$\Delta = \frac{1}{1{,}3}\sqrt{\frac{12}{0{,}0692}} \approx 10\ \mathrm{cm}. \quad (203)$$

Пакеты большей ширины, естественно, допустимы при крестообразной форме или еще в большей степени многоступенчатой форме сечения. Специальные охлаждающие каналы в железном пакете необходимы, как правило, только в пакетах шириной выше 10 cm.

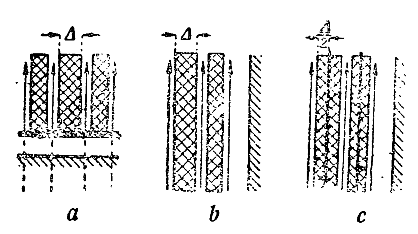
При наших исследованиях мы считаем, что пакет является свободно погруженным в масло или в воздух. Для ярма это верно в том случае, если его боковые поверхности не покрыты изолированными прессующими плитами (из дерева). В других случаях имеет значение только теплоотдача от боковых поверхностей в охлаждающий канал. Если такового не имеется, то тепло должно отводиться, главным образом, через верхнюю торцевую сторону ярма, поверхность которого для улучшения

охлаждения может увеличиваться посредством выступающих железных листов.

При вертикальном сердечнике охлаждающий канал между обмоткой и железом по данным опыта создает такие же условия, как и при свободном сердечнике, если ширина охлаждающего канала при воздушном охлаждении не менее 15 mm, а при масляном — не менее 5 mm.

При горизонтально расположенных сердечниках, как это бывает у сухих трансформаторов (фиг. 186), отвод тепла частями сердечника, закрытыми обмотками, затруднен, и тепло сердечников проходит, главным образом, к ярмам, откуда оно отводится в окружающее пространство.

Во всех случаях происходит обмен тепла между железным сердечником и ярмом, так же как и между железным сердечником и обмоткой. Этот обмен может, как правило, за исключением последнего рассмотренного случая, не учитываться и ярмо и сердечник рассматриваться раздельно, так же как и сердечник и обмотка.



Фиг. 205. Охлаждающие каналы, при которых охлаждающая среда охватывает продольные поверхности катушки со всех сторон.

c) Распределение температуры в обмотке. Для расчета распределения температуры в обмотке мы должны рассмотреть различные случаи.

Случай 1. Продольные поверхности катушки соприкасаются со всех сторон с охлаждающей средой, как, например, у дисковых катушек с горизонтальным сердечником (фиг. 205, *a*), у цилиндрических катушек без прилегающих цилиндров (фиг. 205, *b*) или с изолирующими цилиндрами в середине обмоток (фиг. 205, *c*), которые служат только для механического укрепления обмотки и изоляции слоев.

В этом, случае, так же как и для железного пакета, имеет силу уравнение (199). q — здесь тепло, развивающееся в единице объема в единицу времени, Δ — толщина катушки без изоляции (изолирующие цилиндры на фиг. 205, *c* исключаются) и k — средняя теплопроводность в сечении катушки.

$$q = \varepsilon j^2 \rho \text{ W/cm}^3, \qquad (204)$$

где ε — коэфициент заполнения сечения катушки (отношение общего сечения металла обмотки к сечению катушки без внешней изоляционной оплетки), j — плотность тока в обмотке в A/mm² и ρ — удельное сопротивление металла обмотки в Ω mm²/m.

Для подсчета k мы должны принять, что проводимость металла обмотки равна бесконечности.

Для изолированного прямоугольного провода (фиг. 206, *a*) мы имеем

$$k \approx \frac{h}{h'} \frac{b'}{b' - b} k_{из}, \qquad (205a)$$

где $k_{из}$ — теплопроводность изолирующего материала, h и h' — высота в направлении, перпендикулярном к тепловому потоку, и b и b' — ширина (в направлении теплового потока) голого и изолированного провода. Для круглого провода (фиг. 206, b) мы можем согласно гл. II, O, 2,b, т. I написать

$$k = \iota k_{из}. \tag{205b}$$

ι — зависит от отношения $\frac{d}{d'}$ между диаметрами голого и изолированного проводов при условии, что все промежуточное пространство заполнено изолирующим материалом (лак, компаунд, масло). Зависимость дана кривой, представленной на фиг. 206, c.

Для круглого провода с $\varepsilon = 0{,}6$, $\frac{d}{d'} = 0{,}87$ и $k_{из} = 0{,}02$ W/cm °C (катушка пропитана лаком или маслом) согласно гл. II, O, 2,b, т. I получается, что разность между наибольшей температурой и температурой поверхности при нагреве меди соответственно рабочим условиям равна

$$\vartheta'_{\max} = \frac{q\Delta^2}{8k} \approx \frac{3}{16} (j\Delta)^2 \ ^\circ\text{C}, \tag{206a}$$

где j — выражено в A/mm² и Δ — в cm. Среднее, определенное по увеличению сопротивления, превышение температуры над температурой поверхности обмотки равно

$$\vartheta'_{обм} = \frac{2}{3} \vartheta'_{\max} = \frac{1}{8} (j\Delta)^2 \ ^\circ\text{C}. \tag{206b}$$

При $\vartheta'_{обм} = 8^\circ$ (см. табл. 6) получаем допустимую ширину катушки с круглыми проводами

$$\Delta = \frac{8}{j} \text{ cm}. \tag{206}$$

При заданном нами допустимом перегреве обмотки по отношению к ее поверхности толщина катушки с круглым проводом при плотности тока в 2 A/mm² должна составлять около 4 cm; она обратно пропорциональна плотности тока и при $j = 2{,}66$ A/mm² равна около 3 cm.

Если катушка обмотана по всей окружности изолирующей лентой, как например, у сухих трансформаторов, то появляется еще падение температуры в этой изоляции

$$\vartheta_\delta = \frac{Q\delta}{Fk} \approx \frac{q\Delta\delta}{2k} \ ^\circ\text{C}, \tag{207}$$

где Q — тепло, развивающееся в катушке в 1 сек., в ваттах, q — тепло, развивающееся в единицу времени в единице объема, в W/cm³, Δ — толщина катушки в cm, δ — толщина изоляции в cm, F — теплоотдающая поверхность катушки в cm² и k — теплопроводность изолирующего материала в W/cm °C.

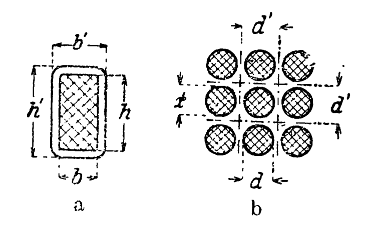
Если примем, например, коэфициент заполнения $\varepsilon = 0{,}6$, плотность тока 2 A/mm² и удельное сопротивление нагретой меди $\rho = 0{,}02$ Ω mm/m², то

$$q = 0{,}6 \cdot 4 \cdot 0{,}02 = 0{,}048 \text{ W/cm}^3. \tag{208a}$$

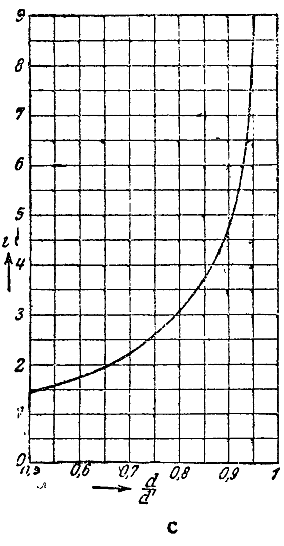
Если примем, далее, толщину катушки $\Delta = 2$ cm, толщину изоляции $\delta = 0{,}1$ cm, проводимость хлопчатой бумаги, пропитанной лаком, $k = 0{,}0027$ W/cm °C (см. табл. 16, т. I), то

$$\vartheta_\delta = \frac{0{,}048 \cdot 2 \cdot 0{,}1}{2 \cdot 0{,}0027} = 1{,}78^\circ \text{ C}. \tag{208}$$

Для сухих трансфоматоров необходимо учесть, что падение температуры вследствие наличия воздушных прослоек между катушками и в изоляционной оплетке может быть значительно больше, так как теплопроводность воздушных слоев составляет приблизительно только сотую часть от теплопроводности пропитанной хлопчатобумажной изоляции. У масляных трансформаторов влияние тонких слоев масла делается менее заметным потому, что проводимость масла только немного меньше, чем пропитанной маслом хлопчатой бумаги (табл. 16, т. I).

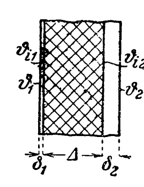


Фиг. 206. К расчету средней теплопроводности.



Фиг. 206,*c*. Отношение средней теплопроводности к теплопроводности изолирующего материала.

Случай 2. У трансформатора с цилиндрической обмоткой обмотка прилегает одной стороной к изолирующему цилиндру. В этом случае температура на поверхности катушки на стороне, примыкающей к цилиндру, будет больше, чем на другой стороне.



Фиг. 207. Катушка с прилегающим к ней изолирующим цилиндром.

Мы рассмотрели уже этот случай в гл. II, О, 2,b, т. I, считая обобщенно, что как внешняя, так и внутренняя поверхности обмотки покрыты слоем изоляции (фиг. 207). Мы нашли, что наибольшее значение температуры перегрева обмотки над окружающей охлаждающей средой равно:

$$\vartheta_{max} = \frac{\vartheta_{i1} + \vartheta_{i2}}{2} + \frac{(\vartheta_{i2} - \vartheta_{i1})^2}{2q\Delta^2}\,k + \frac{q\Delta^2}{8k}\ . \tag{209a}$$

Средний перегрев обмотки, определяемый по увеличению сопротивления обмотки, получился при этом равным

$$\vartheta_{обм} = \frac{\vartheta_{i1} + \vartheta_{i2}}{2} + \frac{q\Delta^2}{12k}, \tag{209b}$$

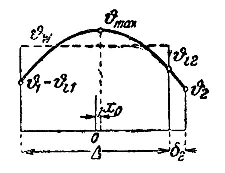
где ϑ_{i_1} и ϑ_{i_2} (фиг. 207) — температуры перегрева поверхности катушки внутри изолирующего слоя над охлаждающей средой. Зона катушки с наибольшими значениями ϑ_{max} (фиг. 208), от которой, следовательно, тепло, развивающееся в катушке, распространяется в обе стороны, получается на расстоянии x_0 от средины сечения катушки:

$$x_0 = \frac{\vartheta_{i_2} - \vartheta_{i_1}}{q\Delta} k. \tag{209c}$$

Мы определим еще превышение температуры ϑ_{i_1} и ϑ_{i_2}. Если обозначим через O_1 и O_2 — теплоотводящие поверхности покрытых изоляцией сторон катушки *1* и *2*, через Q_1 и Q_2 — части общего количества тепла Q, развивающегося в катушке в 1 сек., которые протекают сквозь стороны катушки *1* и *2* в единицу времени, и наконец, через $h_{конв\ 1}$ и $h_{конв\ 2}$ — соответствующие значения теплоотдачи, то получим температуры перегрева на внешних поверхностях обоих изолирующих слоев:

$$\vartheta_1 = \frac{Q_1}{O_1 h_{конв\ 1}}, \tag{210a}$$

$$\vartheta_2 = \frac{Q_2}{O_2 h_{конв\ 2}}. \tag{210b}$$



Фиг. 208. Распределение температуры при $\delta = 0$ (см. фиг. 207).
(ϑ_W соответствует $\vartheta_{обм}$)

Падение температуры в изолирующих слоях с толщинами δ_1 и δ_2

$$\vartheta_{\delta_1} = \frac{Q_1 \delta_1}{O_1 k_1}, \tag{210c}$$

$$\vartheta_{\delta_2} = \frac{Q_2 \delta_2}{O_2 k_2}, \tag{210d}$$

где k_1 и k_2 — теплопроводности изолирующих слоев.

Далее получим

$$\vartheta_{i_1} = \vartheta_1 + \vartheta_{\delta_1} = \left(\frac{1}{h_{конв\ 1}} + \frac{\delta_1}{k_1}\right) \frac{Q_1}{O_1}, \tag{210e}$$

$$\vartheta_{i_2} = \vartheta_2 + \vartheta_{\delta_2} = \left(\frac{1}{h_{конв\ 2}} + \frac{\delta_2}{k_2}\right) \frac{Q_2}{O_2}. \tag{210f}$$

Так как поверхности O_1 и O_2 незначительно отличаются друг от друга, то если допустить, что никакая дополнительная изоляция не покрывает теплоотдающие поверхности, то

$$\frac{Q}{O_1} \approx \frac{Q}{O_2} = q\Delta, \tag{211}$$

$$Q_1 = \left(\frac{\Delta}{2} + x_0\right) \frac{Q}{\Delta} = \left(\frac{1}{2} + \frac{\vartheta_{i_2} - \vartheta_{i_1}}{q\Delta^2} k\right) Q, \tag{211a}$$

$$Q_2 = \left(\frac{\Delta}{2} - x_0\right) \frac{Q}{\Delta} = \left(\frac{1}{2} - \frac{\vartheta_{i_2} - \vartheta_{i_1}}{q\Delta^2} k\right) Q. \tag{211b}$$

Введем эти значения Q_1 и Q_2 в уравнения (210e) и (210f) и решим их относительно ϑ_{i_1} и ϑ_{i_2}, тогда получим, введя для краткости:

$$r_1 = \frac{1}{h_{конв\ 1}} + \frac{\delta_1}{k_1}, \tag{212a}$$

$$r_2 = \frac{1}{h_{конв\ 2}} + \frac{\delta_2}{k_2}, \tag{212b}$$

$$\vartheta_{i_1} = \frac{\Delta + 2r_2k}{\Delta + (r_1 + r_2)\,k} \frac{\Delta q}{2} r_1, \tag{212c}$$

$$\vartheta_{i_2} = \frac{\Delta + 2r_1k}{\Delta + (r_1 + r_2)\,k} \frac{\Delta q}{2} r_2. \tag{212d}$$

Для примера рассмотрим высоковольтную обмотку с радиальной шириной $\Delta = 4$ cm без радиальных каналов, посаженную на твердый бумажный цилиндр с $\delta_2 = 0{,}4$ cm и не имеющую на внешней поверхности никакой специальной изоляции ($\delta_1 = 0$).

Пусть обмотка выполнена из провода круглого сечения с коэфициентом заполнения $\varepsilon = 0{,}6$, соответственно $\frac{d'}{d} = 0{,}87$. Найдем по фиг. 206, *с* для катушек, пропитанных маслом, $\iota = 4$, следовательно, $k_{из} = 0{,}002$ W/cm °C, $k \approx 0{,}008$ W/cm °C.

Если примем плотность тока

$$i = 2\ \text{A/mm}^2,$$

то при

$$\rho \approx 0{,}02\ \Omega\ \text{mm}^2/\text{m}$$

для нагретой меди по уравнению (204)

$$q = 0{,}048\ \text{W/cm}^3.$$

Проводимость бумажного цилиндра можем принять по табл. 16, т. I

$$k_2 \approx 0{,}0063\ \text{W/cm °C}.$$

Если имеем масляный трансформатор, то согласно разделу

$$\mathrm{d}h_{конв\ 1} \approx h_{конв\ 2} = h_{конв} = 80 \cdot 10^{-4}\ \text{W/cm}^2\ \text{°C}.$$

По уравнениями (212a) и (212b) получаем:

$$r_1 = 125°\ \text{C cm}^2/\text{W}, \quad r_2 = 189°\ \text{C cm}^2/\text{W},$$

по уравнениям (212c) и (212d)

$$\vartheta_{i_1} = 13°\ \text{C}, \quad \vartheta_{i_2} = 16{,}8°\ \text{C},$$

по уравнениям (209a) и (209b)

$$\vartheta_{max} = 27°\ \text{C}, \quad \vartheta_{обм} = 22{,}9°\ \text{C}.$$

Наибольшее значение ϑ_{max} получается при $x_0 = 0{,}157$ cm.

Далее по уравнениям (211a) и (211b)

$$Q = 0{,}539Q, \quad Q_2 = 0{,}461Q$$

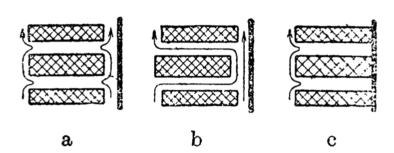
и по уравнениям (210a) и (210b)

$$\vartheta_1 = \vartheta_{i_1} = 13°\ \text{C}, \quad \vartheta_2 = 11°\ \text{C}.$$

На фиг. 208 представлено распределение температуры по сечению катушки в радиальном направлении.

Другой случай. Если при дисковых катушках, из которых составлена обмотка, сердечники расположены вертикально, то охлаждающие каналы будут горизонтальными (фиг. 209, *a*). По опытным данным [Л. 112, стр. 324 и Л. 134] горизонтальные каналы должны быть вполне эффективны, если только ширина их в воздухе не менее 15 mm, а в масле не менее 5 mm.

Однако по некоторым соображениям не приходится ожидать во всех случаях такой активности каналов, потоки охлаждающей среды в основном протекают, как изображено на фиг. 209, *a* [Л. 133]. Только, может быть, при неизбежной неточности сборки катушек создается возможность прохождения охлаждающего потока через горизонтальный канал, как показано на фиг. 209, *b*.



Фиг. 209. Катушки с горизонтальными охлаждающими каналами.

Значительно более неблагоприятный случай изображен на фиг. 209, *c*, где горизонтально расположенные дисковые катушки на внутренней стороне вплотную прилегают к изолирующему цилиндру. В горизонтальных каналах в данном случае не приходится ожидать активных потоков охлаждающей среды. Поэтому здесь нельзя учитывать полную поверхность.

Наконец, можно также, в случае если охлаждающая среда охватывает катушку со всех сторон, учесть теплоотдачу малыми сторонами сечения катушки. Однако мы рассмотрели уже этот вопрос в гл. II, О, 2,b, т. I.

d) Теплоотдача в масле. Мы должны дать еще краткое пояснение вопросу теплоотдачи на поверхности трансформатора в масле. Теплоотдача на свободной поверхности в нагретом до 50° С масле (измерено в месте, где масло протекает) равна согласно гл. II, О, 1,b, т. I.

$$h_K = 40{,}3 \sqrt[4]{\frac{\vartheta}{L}} \text{ W/m}^2\ {}^\circ\text{C}, \qquad (213a)$$

где ϑ — превышение температуры поверхности над притекающим маслом в °С и L — высота поверхности в m, в пределах которой масло протекает вдоль поверхности. Уравнение имеет силу при вязкости масла $\eta = 2{,}44 \cdot 10^{-3}$ kg/sec. m.

Так как вязкость сильно зависит от сорта масла и его температуры, то мы выразим теплоотдачу для любой вязкости масла в следующем виде:

$$h_K = 9 \sqrt[4]{\frac{\vartheta}{L\eta}} \text{ W/m}^2\ {}^\circ\text{C}, \qquad (213b)$$

где η — в kg/m sec.

Для масла, вязкость которого дана на фиг. 283 т. I как функция его температуры, получаются при $L = 0{,}5$ m для различных температур перегрева ϑ значения теплоотдачи, приведен-

ные в первых четырех графах табл. 7. Далее даны значения теплоотдачи по Кюхлеру (Küchler) [Л. 132], полученные экспериментально. Последние две строки дают значения теплоотдачи по Видмару (Vidmar) при $L = 0,5$ m и $L = 0,15$ m. Наконец, в статье Гизлера (Ghisler) [Л. 134] находим, что фирма AEG принимает теплоотдачу 90 W/m² °C.

Бахман (Bachmann) [Л. 135] проверил экспериментально формулу Л. Лоренца (Lorenzsche) (уравнение 451, т. I), которая положена в основу уравнения (213a) и (213b), причем получим разницу между расчетными значениями и опытными около ± 40%. Значения, даваемые Видмаром, мы должны принять за преуменьшенные. За среднее значение теплоотдачи можем принять

$$h_к \approx 80 \text{ W/m}^2 \text{ °C}, \qquad (213)$$

при этом излучением тепла совершенно принебрегаем.

При определении теплоотдающей поверхности, естественно, исключаются части ее, покрытые твердым изолирующим материалом, как, например, прокладками. Поверхности, которые ограничивают вертикальные масляные каналы шириной не менее 5 mm, можно принимать за полноценные охлаждающие поверхности.

ТАБЛИЦА 7

Значения теплоотдачи в W/m² °C для масла

	Температура масла в° C	Разность температур ϑ между поверхностью и маслом в °C			
		5	10	20	30
По уравнению (213b) при $L = 0,5$ m	30	64	76	90	100
	40	68	81	96	106
	50	71	85	101	112
	60	75	89	105	116
По Кюхлеру	—	57	68	80	89
По Видмару $L = 0,5$ m	—	7,1	14	28	42
$L = 0,15$ m	—	9,4	19	38	57

К. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ И ВЫБОР ИЗОЛЯЦИИ

В этой главе мы сделаем обзор важнейших электрических свойств применяющихся в трансформаторостроении изолирующих материалов, рассмотрим электрический расчет изоляции и выбор изоляционных расстояний.

Так как вопросы электрической прочности являются особой областью электротехники, то мы укажем только на основные положения, относящихся к этой области специальных работ.

1. ВАЖНЕЙШИЕ СВОЙСТВА ИЗОЛИРУЮЩИХ МАТЕРИЛОВ

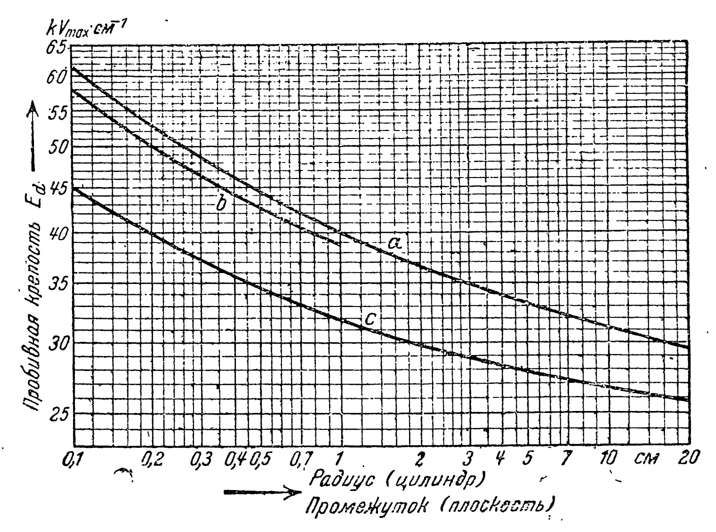
a) **Диэлектрические постоянные.** У применяемых в трансформаторостроении изолирующих матераилов диэлектрическая постоянная колеблется в широких пределах; она зависит от способа производства и предварительной обработки (например, род сушки). Для важнейших материалов диэлектрические постоянные в круглых цифрах даны в табл. 8.

ТАБЛИЦА 8

Средние значения диэлектрических постоянных по отношению к пустоте

Воздух	1
Трансформаторное масло	2 до 2,5
Сухой пропитанный маслом прессшпан	4,5 до 5,5
Пертинаксовые пластины и трубки (фирмы Мейеровский и К°)	4 до 4,5
Манильская бумага	~2
Миканит	~5
Фарфор	~5

b) **Пробивная прочность воздуха.** Под пробивной прочностью понимается напряженность электрического поля, при которой



Фиг. 210. Пробивная прочность воздуха при 760 mm рт. ст. и 20° С как функция радиуса при концентрических *a* и параллельных *b* цилиндрах или расстояния *a* при плоскостях *c* [Л. 113, стр. 134].

наступает пробой изолирующего материала. За пробивную прочность газов принимают не эффективное, а амплитудное значение напряженности поля.

Пробивная прочность зависит, главным образом, от формы электродов, а при электродах в форме параллельных пластин от расстояния между ними. На фиг. 210 представлена пробивная прочность в трех важнейших случаях: для концентрических ци-

линдров (*a*), параллельных цилиндров (*b*) и параллельных пластин (*c*) как функция радиуса цилиндра (при концентрических цилиндрах внутреннего), при котором имеет место наибольшая напряженность поля и соответственно как функция расстояния *a* между пластинами. Чтобы получить эффективное значение пробивной напряженности поля при синусоидальной форме кривой, значения фиг. 210 следует делить на 1,414.

Кривые даны для давлений в 760 mm рт. ст. и температуре в 20° С.

При других давлениях воздуха и температурах мы можем считать значения кривой пропорциональными относительной плотности воздуха

$$s = \frac{b}{760}\,\frac{293}{273+t} \qquad (214)$$

в пределах $0{,}9 \leq s \leq 1{,}1$.

В формуле (214) b — барометрическое давление в mm рт. ст. и t — температура в °С. Кривая *b* пригодна также для перекрещенных цилиндров [Л. 141, стр. 28]. Для цилиндра, параллельного плоскости, применима приблизительно кривая *a*, т. е. пробивная прочность практически не зависит от расстояния между электродами [Л. 141, стр. 29].

c) Пробивная прочность трансформаторного масла. Пробивная прочность трансформаторного масла очень быстро падает с увеличением содержания воды в нем. Поэтому масло должно быть тщательно обезвлажено. Пробивная прочность масла зависит также от формы электродов и расстояния между ними; она растет с уменьшением радиуса кривизны и уменьшением расстояния между электродами.

В общем случае дать правильную кривую влияния формы электродов и расстояния не удается. Для практики большее значение имеет влияние содержания воды в масле, чем влияние формы электродов.

За среднее значение прочности обезвлаженного масла можно принять, по меньшей мере, 100 kV/cm (эффективное значение). Но важно не только эффективное значение напряженности поля; форма кривой и частота также оказывают влияние. Согласно правилам VDE [Л. 146, стр. 28] пробивная прочность проваренного или готового для заливки масла не должна отклоняться от 125 kV/cm, а для находящегося с эксплоатации трансформатора от 80 kV/cm.

d) Пробивная крепость некоторых твердых материалов. Пробивная крепость твердых изолирующих материалов зависит от эффективного значения напряженности поля. Кроме этого сильное влияние оказывают продолжительность времени приложения напряжения, температура и толщина изолирующего материала. Дать точные данные относительно пробивной крепости изолирующих материалов трансформатора невозможно. За нижние предельные значения для прессшпана и твердой бумажной изоляции можно принять данные VDE для испытания листового прессшпана (VDE 464) твердых бумажных трубок (VDE 509) и твердых бумажных листов (VDE 510). Эти значения даны в табл. 9

и 10. Верхними предельными значениями для прессшпана и твердой бумажной изоляции могут служить приведенные в табл. 11 данные фирмы Мейеровского и К°. Эти значения применимы к листам при пробое поперек слоев в масле. Пробивная прочность параллельно слоям составляет только $^1/_{10}$ от значений, данных в таблицах.

Пробивная прочность для твердых бумажных трубок составляет 0,75 от значений прочности листов.

ТАБЛИЦА 9

Наименьшие значения пробивной прочности в kV/cm для прессшпановых досок по VDE 464 при длительности испытания в 5 сек. после плавного подъема испытательного напряжения

Толщина в mm	Прессшпан		Прессшпан высшего сорта сухой
	сухой	в масле при 75° C	
0,2 до 0,5	90 до 100	450 до 460	115 до 132
0,6 „ 0,8	100	434 „ 400	133 „ 125
1	100	370	130
2	80	280	115

ТАБЛИЦА 10

Наименьшие значения пробивной прочности в kV/cm для твердой бумажной изоляции по VDE 509 и 510 при длительности испытания в 5 мин.

Толщина в mm	Трубки в масле		Пластины в масле	
	20° C	90° C	20° C	90° C
1	150	120	230	115
2	125	100	210	105
3	100	80	183	92

ТАБЛИЦА 11

Средние значения пробивной прочности в kV/cm для пертинаксовых плит фирмы Мейеровского и К° перпендикулярно слоям в масле

Прочность параллельно слоям равна 0,1 данных значений. Прочность трубок — 0,75

Толщина в mm	Длительность испытания 1 мин.		Длительность испытания 30 мин.		Допустимая продолжительная нагрузка
	20° C	90° C	20° C	90° C	
3	217	133	130	80	20 kV/cm
5	180	120	110	70	
10	150	95	85	56	
15	120	80	70	45	

Относительно пробивной прочности миканита и фарфора в литературе имеются указания, что среднее значение прочности равно 250 kV/cm.

Существенно большие значения пробивной прочности получаются у конденсаторной бумаги от 0,03 до 0,1 mm толщиной, которая применяется также для изолирования проводов. По Штегеру (Stäger) [Л. 144, стр. 169] пробивная прочность такой бумаги при испытании длительностью в 1 мин. составляет 1 000 ÷ 2 500 kV/cm.

Трехслойная бумажная изоляция, дающая увеличение диаметра круглого провода на 0,22 mm, выдерживает в масле между соседними проводами 20 kV в течение 1 мин.

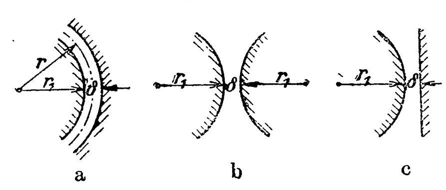
2. ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ НАГРУЗКА ИЗОЛЯЦИИ

а) **Пробивное напряжение.** Прочность изоляции между обмотками и относительно железа определяется, главным образом, исходя из испытательных напряжений, которые указаны в § 47 табл. 7 REТ 1930 г. При испытании обмоток (ср. гл. G, 4,а) испытуемая обмотка образует один электрод, а все другие обмотки и железо — другой.

Для напряжения $U_{проб}$ между электродами так называемого пробивного напряжения, при котором происходит пробой изоляции, мы можем по Швайгеру (Schwaiger) написать при однородном изоляционном материале следующее уравнение:

$$U_{проб} = \eta\delta E_{проб}, \tag{215}$$

в котором $E_{проб}$ — пробивная прочность и δ — наименьшее расстояние между внешними поверхностями электродов, η — „коэфициент использования“, который при равномерном поле равен единице, а во всех других случаях меньше единице. Мы укажем значения этого коэфициента для основных форм электродов, применяемых в трансформаторах, в следующих разделах (b и c), причем вначале не будем учитывать краевого эффекта и заменим поверхность обмотки гладкими поверхностями.



Фиг. 211. Основные формы электродов.

При этих условиях коэфициент η для дисковых обмоток при испытании изоляции обмотки высшего напряжения по отношению к обмотке низшего равен единице, если не учитывать влияния близости железа на электрическое поле.

b) **Основные формы электродов.** При испытании изоляции между цилиндрическими обмотками мы имеем случай двух концентрических цилиндров (фиг. 211, *a*). Напряженность поля на поверхности радиуса r при $r_1 \leqslant r \leqslant r_1 + \delta$ равна

$$E_r = \frac{U}{r \ln \frac{r_1 + \delta}{r_1}}, \tag{216a}$$

где U — напряжение между обоими цилиндрами.

Наибольшая сила поля получается на внешней поверхности внутреннего цилиндра ($r = r_1$). Пробивное напряжение

$$U_{проб} = E_{проб} r_1 \ln \frac{r_1 + \delta}{r_1}, \qquad (216b)$$

или, сопоставляя с уравнением (215), получаем коэфициент использования

$$\eta = \frac{r_1}{\delta} \ln \left(1 + \frac{\delta}{r_1}\right). \qquad (216)$$

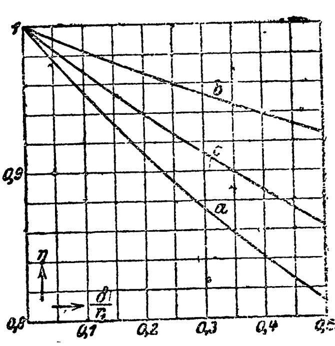
Кривая *a* на фиг. 212 представляет η как функцию $\frac{\delta}{r_1}$. В практике $\frac{\delta}{r_1}$ редко больше 0,2.

Разлагая в ряд

$$\ln\left(1 + \frac{\delta}{r_1}\right) = \frac{\delta}{r_1} - \frac{1}{2}\left(\frac{\delta}{r_1}\right)^2 + \frac{1}{3}\left(\frac{\delta}{r_1}\right)^3 - + \ldots \approx \frac{\delta}{r_1}\left(1 - \frac{1}{2}\frac{\delta}{r_1}\right), \qquad (217a)$$

получаем

$$\eta \approx 1 - \frac{1}{2}\frac{\delta}{r_1}. \qquad (217)$$



Фиг. 212. Коэфициент использования η для электродов.

Внешние поверхности обмоток высокого напряжения обоих сердечников образуют два параллельных расположенных рядом цилиндра (фиг. 211, *b*). В этом случае для напряженности поля не получается такого простого выражения, как для концентрических цилиндров. Поэтому здесь мы и не будем приводить его [Л. 141, уравнение (86)].

Кривая *b* на фиг. 212 показывает зависимость коэфициента η от отношения $\frac{\delta}{r_1}$.

Представленный на фиг. 211,*c* цилиндр параллельной плоскости практически соответствует обмотке высокого напряжения и гладкой стенке бака. Здесь мы имеем такое же распределение напряженности поля, как и в случае фиг. 211,*b*, если считать, что на фиг. 211,*c* расстояние между электродами равно половине на фиг. 211,*b*. Кривая *c* на фиг. 212 представляет изменение коэфициента η в зависимости от отношения $\frac{\delta}{r_1}$.

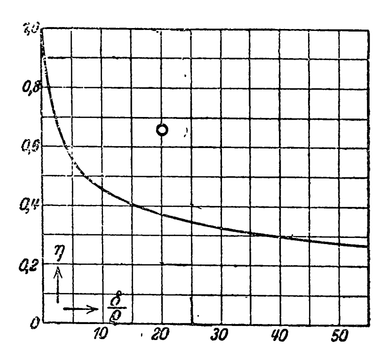
Из фиг. 212 видно, что для практически имеющих место соотношений $\frac{\delta}{r_1}$ при основных формах электродов коэфициент η незначительно отличается от единицы.

c) Влияние краевого эффекта. Внешние поверхности рассмотренных электродов вообще не всегда гладки и обладают неровностями, обусловленными или наличием отдельных проводов, из которых выполняется обмотка, или волнами стенки бака. Вследствие этих неровностей коэфициент η несколько ухудшается, и влияние их может быть приближенно определено в каждом отдельном случае, исходя из картины поля. Гораздо

заметнее влияние распределения поля на краях обмотки и различных частей конструкций.

С помощью метода конформных отображений Дрейфус (Dreyfus) [Л. 148] исследовал для случая, изображенного на фиг. 213, влияние радиуса кривизны на коэфициент η. На фиг. 214 представлена зависимость η от отношения $\frac{\delta}{\rho}$. Дрейфус исследовал также и другие формы края электрода, встречающиеся на практике. Особого внимания заслуживают более или менее острые края на отдельных частях конструкции. Напряженность поля в этих местах очень велика. Опыты показывают, что пробивная прочность на этих местах так быстро растет с уменьшением радиуса кривизны, что опасность пробоя уменьшается. Несмотря на это, рекомендуется при высоких напряжениях по возможности избегать острых краев или экранировать их.

Фиг. 213. Закругленный электрод.



Фиг. 214. Коэфициент использования для электрода фиг. 213.

3. СОСТАВНАЯ ИЗОЛЯЦИЯ

а) Пространство между обмотками. Изоляция, как правило, состоит, по меньшей мере, из двух соединенных последовательно изоляционных материалов с различными диэлектрическими постоянными ε, например, из воздуха и бумаги или масла и бумаги. Важнейший случай расположения цилиндрических обмоток представлен на фиг. 215.

Фиг. 215. Цилиндрическая обмотка с изолирующими материалами *1* и *2*.

Допустим, что границей двух изолирующих материалов служит металлический лист, тогда мы можем написать выражения для емкостей двух образованных, таким образом, конденсаторов:

$$C_1 = \frac{\varepsilon_1 l}{2 \ln \frac{r_2}{r_1}}, \qquad (218a)$$

$$C_2 = \frac{\varepsilon_2 l}{2 \ln \frac{r_3}{r_2}}, \qquad (218b)$$

где ε_1 и ε_2 — диэлектрические постоянные обоих изолирующих материалов и l — осевая длина цилиндрической обмотки. Общее напряжение U между обмотками делится на два напряжения воображаемым металлическим листом:

$$U_1 = U \frac{C_2}{C_1 + C_2} = \frac{\varepsilon_2 \ln \frac{r_2}{r_1}}{\varepsilon \ln \frac{r_3}{r_2} + \varepsilon_2 \ln \frac{r_2}{r_1}} U, \qquad (219a)$$

и

$$U_2 = U\frac{C_1}{C_1+C_2} = \frac{\varepsilon_1 \ln \frac{r_1}{r_2}}{\varepsilon_1 \ln \frac{r_3}{r_2} + \varepsilon_2 \ln \frac{r_2}{r_1}} U. \qquad (219b)$$

Наибольшая напряженность поля в первом изолирующем слое будет на поверхности радиуса r_1, во втором слое на поверхности радиуса r_2:

$$E_1 = \frac{U_1}{r_1 \ln \frac{r_2}{r_1}} = \frac{\varepsilon_2}{r_1} \frac{U}{\varepsilon_1 \ln \frac{r_3}{r_2} + \varepsilon_2 \ln \frac{r_2}{r_1}} \qquad (220a)$$

и

$$E_2 = \frac{U_2}{r_2 \ln \frac{r_3}{r_2}} = \frac{\varepsilon_1}{r_2} \frac{U}{\varepsilon_1 \ln \frac{r_3}{r_2} + \varepsilon_2 \ln \frac{r_2}{r_1}}. \qquad (220b)$$

Относительная диэлектрическая постоянная для воздуха равна единице, для масла лежит между 2 и 2,5, для пертинакса — между 4 и 5. Так как отношение $\frac{r_2}{r_1}$ почти во всех практических случаях меньше чем 1,2, то жидкий или газообразный изолирующий материал нагружается сильнее, чем твердый изолирующий цилиндр, независимо от того, в каком слое между обмотками он расположен: в первом или во втором.

Иногда твердый изолирующий цилиндр лежит между обмотками и с обеих сторон окружен воздухом или маслом. В этом случае наибольшая сила поля получается на внутренней поверхности воздушного или масляного канала и на внутренней поверхности бумажного цилиндра. Эти напряженности поля обратно пропорциальны внутренним радиусам и прямо пропорциональны диэлектрическим постоянным другого изолирующего слоя.

b) Расчет изоляции. Вследствие незначительности толщины изолирующего слоя отношение радиусов внешней и внутренней поверхностей изолирующего слоя, как правило, только немного отличается от единицы. Если примем r_1, r_2 и r_3 равными бесконечности и обозначим через δ_1 толщину внутреннего изолирующего слоя, а через δ_2 — внешнего по фиг. 215, то уравнения (220a) и (220b) принимают вид:

$$E_1 = \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1\delta_2 + \varepsilon_2\delta_1} U, \qquad (221a)$$

$$E_2 = \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_1\delta_2 + \varepsilon_2\delta_1} U. \qquad (221b)$$

Пусть изолирующий материал первого слоя будет газообразным или жидким (индекс k), второго слоя — твердый (значок $тв$); для кратности введем

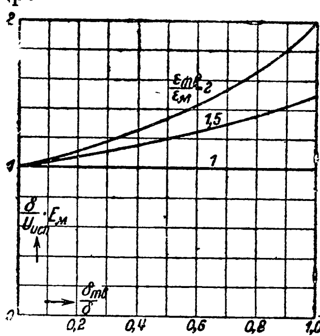
$$\varepsilon = \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1} = \frac{\varepsilon_{тв}}{\varepsilon_k} \qquad (222)$$

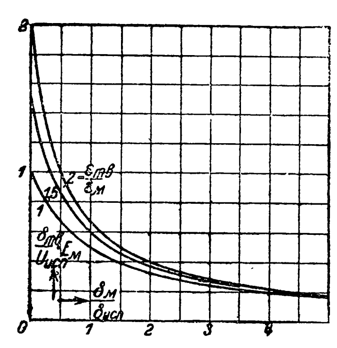
и обозначим испытательное напряжение через $U_{исп}$, тогда уравнения (221a) и (221b) дают

$$E_k = \frac{\varepsilon}{\delta_{тв} + \varepsilon\delta_k} U_{исп}, \qquad (222a)$$

$$E_{тв} = \frac{1}{\delta_{тв} + \varepsilon\delta_k} U_{исп}. \qquad (222b)$$

По этим упрощенным уравнениям, которые достаточно точны для большинства практических случаев, мы можем рассчитать изоляцию между двумя обмотками. Напряженность поля в изолирующем материале с меньшей диэлектрической постоянной всегда больше, чем в другом изолирующем материале. Употребляемые для изоляции твердые бумажные материалы, бумага или прессшпан, имеют обыкновенно большую диэлектрическую постоянную, чем масло или воздух. Отношение ε диэлектрических постоянных пертинакса и масла около 1,5—2. Следовательно, масло нагружается электрически раза в 1,5—2 сильнее, чем бумажный цилиндр.





Фиг. 216 и 217. Электрические нагрузки E_0 масляного слоя при различных соотношениях диэлектрических постоянных $\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_0}$.

Фиг. 216. $\delta = \delta_к + \delta_{тв} = \text{const}$, $\delta_{тв}$ — переменно.

Фиг. 217. $\delta_{тв} = \text{const}$, $\delta_к$—переменно, $\delta_к$ = толщина слоя масла, $\delta_{тв}$ = толщина твердой изоляции.

Так как общая ширина изолирующего слоя между обмотками

$$\delta = \delta_k + \delta_{тв}, \tag{223a}$$

то

$$\frac{E_k}{U_{исп}}\,\delta = \frac{\varepsilon}{\varepsilon - (\varepsilon - 1)\,\frac{\delta_{тв}}{\delta}}, \tag{223b}$$

$$\frac{E_{тв}}{U_{исп}}\,\delta = \frac{1}{\varepsilon - (\varepsilon - 1)\,\frac{\delta_{тв}}{\delta}}. \tag{223c}$$

На фиг. 216 нанесены значения $\frac{E_k}{U_{исп}}\,\delta$ для различных значений

$$\varepsilon = \frac{\varepsilon_{тв}}{\varepsilon_k}$$

как функция отношения $\frac{\delta_{тв}}{\delta}$.

Напряженность поля $E_{тв}$ в твердом изолирующем материале по уравнениям (223b) и (223c) пропорциональна напряженности поля в масле.

Кривые показывают, что при неравенстве диэлектрических постоянных при общей ширине изоляции между обмотками δ

изоляция материала с большей диэлектрической постоянной (в данном случае твердая бумажная изоляция) должна браться возможно тонкой, руководствуясь исключительно соображениями механическими или производственными.

Принимая наименьшую допустимую толщину изолирующего цилиндра, получаем по уравнениям (223а) и (223b)

$$\frac{E_k}{U_{исп}} \delta_{тв} = \frac{\varepsilon}{\varepsilon \frac{\delta_k}{\delta_{тв}} + 1}. \qquad (224)$$

Фиг. 217 показывает, как при постоянных $\delta_{тв}$ и $U_{исп}$ падает электрическая нагрузка E_k в масле с ростом $E_{тв}$.

По тому же закону в соответствии с уравнениями (223b) и (223c) изменяется напряженность $E_{тв}$ в изолирующем цилиндре. Решение уравнения (223b) относительно δ дает

$$\delta = \frac{U_{исп}}{E_k} + \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon} \delta_{тв}, \qquad (225)$$

отсюда можем определить общее расстояние между обмотками $\delta_{тв}$ по заданной толщине цилиндра δ. В этом уравнении E — наибольшая допустимая напряженность поля в масле. Обозначим через $E_{проб.\,м}$ пробивную прочность масла, $\eta_м$ — коэфициент использования и $\delta_м$ — степень надежности, тогда

$$E_м = \frac{\eta_м}{\delta_м} E_{проб.\,м}. \qquad (226)$$

c) Практическое опраделение изоляционных расстояний. Мы ограничимся в данном случае только рассмотрением масляного трансформатора, так как сухой трансформатор применяется теперь только для небольших мощностей и напряжений, и наши соображения легко могут быть применимы и к сухому трансформатору.

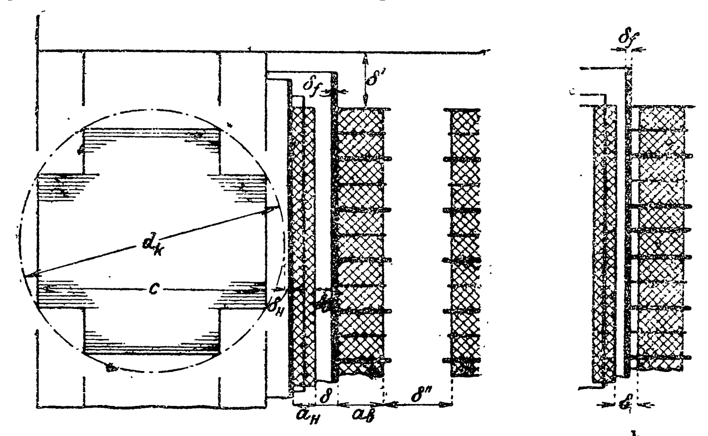
Уравнения (225) и (226) являются исходными для выбора изоляции между обмотками высокого и низкого напряжений. Если примем пробивную крепость масла $E_{проб.\,м} = 80$ kV/cm (гл. I c), $\eta_м = 0{,}85$, степень надежности $\delta_м = 1{,}4$, то получаем допустимую нагрузку для масла по уравнению (226):

$$E_м = \frac{0{,}85}{1{,}4} 80 = 48{,}5 \text{ kV/cm}. \qquad (227)$$

Далее можем подсчитать по уравнению (225) расстояние δ между обмотками высокого и низкого напряжений, задавшись значениями $\delta_{тв}$ и ε.

В п. „b“ мы указали, что толщина цилиндра обусловлена соображениями механической прочности. При этом, однако, предполагается, что масло однородно и не содержит загрязняющих примесей. Такие примеси могут изменить то распределение поля, какое имеется при однородном масле. Примеси имеют

обыкновенно более высокую диэлектрическую постоянную, чем масло, они перемещаются в места наибольшей напряженности поля и образуют там более или менее хорошо проводящие мостики. Для разрыва этих мостиков и служит твердая изоляция между электродами. Возьмем неблагоприятнейший случай, когда мостики являются полностью проводящими и имеется только один масляный канал (фиг. 218, *a*). Тогда твердая изоляция должна будет при испытании обмоток выдерживать полное испытательное напряжение, а при работе различное в соответствующих местах конструкции напряжение, которое, как правило, значительно меньше, чем линейное высшее номинальное напряжение. Поэтому, учитывая наличие в масле примесей, рекомендуется брать стенку цилиндра не слишком тонкой.



Фиг. 218. Изоляционные расстояния цилиндрической обмотки *a* — с изолирующим цилиндром, прилегающим к высоковольтной обмотке; *b* — с охлаждающим каналом между изолирующим цилиндром и обмоткой высокого напряжения.

Чтобы уменьшить влияние проводящих мостиков в масле, можно образовать несколько слоев масла между обмотками. Так, при одном цилиндре получается два масляных слоя, если поместить цилиндр не непосредственно у обмотки высокого напряжения (фиг. 218, *a*), а приблизительно в середине между обеими обмотками, как показано на фиг. 218,*b*. В трансформаторах очень высокого напряжения для этой цели применяют несколько концентрических изолирующих цилиндров (ср. фиг. 180).

В табл. 12 и 13 сопоставлены для различных высших напряжений стандартных трансформаторов размеры изолирующих слоев между обмотками и напряженность поля в слоях для двух различных случаев.

В табл. 12 толщина изолирующего цилиндра взята возможно малой; в табл. 13 она так рассчитана, чтобы при наличии проводящих мостиков в масляном слое напряженность поля в твердом изолирующем материале при испытании обмотки высшего напряжения равна была бы около 100 kV/cm. Напряженности поля определялись по уравнениям (222a) и (222b).

ТАБЛИЦА 12

Напряженность поля при сравнительно малой толщине $\delta_{тв}$ изолирующего цилиндра

Величина в kV и cm

$U_{ном}$	$U_{исп}$	$\delta_{тв}$	δ	δ_k	E_k	$E_{тв}$	$E'_{тв}$	E''_k	$E''_{тв}$	$\frac{\delta}{U_{ном}}$
6	25	0,2	0,6	0,4	50,0	25,0	125(30)	83,2	41,6	0,100
10	32,5	0,2	0,8	0,6	46,4	23,2	162(50)	81,2	40,6	0,080
15	41,3	0,3	1,0	0,7	48,6	24,3	137(50)	82,6	41,3	0,067
20	50	0,3	1,2	0,9	47,5	23,8	167(67)	83,4	41,7	0,060

ТАБЛИЦА 13

Напряженности поля в случае, если $\delta_{тв}$ выбирается с учетом проводящих мостиков в масляном слое при напряженности поля в изолирующем цилиндре $E'_{тв}$ 100 kV/cm

Величины в kV и cm

$U_{ном}$	$U_{исп}$	$\delta_{тв}$	δ	δ_k	E_k	$E_{тв}$	$E'_{тв}$	$\frac{\delta}{U_{ном}}$
6	25	0,25	0,6	0,35	52,5	26,3	100(24,0)	0,100
10	32,5	0,3	0,8	0,5	50,0	25,0	108(33,4)	0,080
15	41,3	0,4	1,1	0,7	45,9	23,0	103(37,5)	0,073
20	50	0,5	1,3	0,8	47,5	23,8	100(40,0)	0,065

В этих таблицах $U_{ном}$ — высшее номинальное напряжение обмотки, $U_{исп}$ — испытательное напряжение по табл. 7 RET 1930 г. При данных толщинах $\delta_{тв}$ изолирующего цилиндра $E_k = 48{,}5$ kV/cm [по уравнениям (226) и (227)] и $\varepsilon = \frac{\varepsilon_{тв}}{\varepsilon_{\cdot}} = 2$ общая ширина изолирующего слоя между обмотками определена в таблице по уравнению (225), причем размеры округлены. Данные в таблице напряженности поля E_k и $E_{тв}$ в масле и твердом изолирующем цилиндре подсчитаны по округленным значениям δ и δ_k $E'_{тв}$ — нагрузка твердого изолирующего материала при наличии в масляном слое проводящих мостиков; значения, стоящие в скобках, относятся к испытанию обмотки номинальным напряжением $U_{ном}$. Значения $E'_{тв}$, соответствующие значениям $\delta_{тв}$ в табл. 12, так высоки, что возможен пробой твердой изоляции при испытании обмотки. Наоборот, значения $\delta_{тв}$ в табл. 13 таковы, что твердый изолирующий материал нагружается приблизительно до 100 kV/cm. Такая нагрузка допустима и при

кратковременном испытании может быть даже превзойдена. $E'_м$ и $E''_{тв}$ — напряженности поля в масле и в твердом изолирующем цилиндре в случае, если последний расположен по средине между обмотками (фиг. 218, *b*) и только один из двух масляных каналов перекрыт проводящими мостиками.

В соответствии с желаемой степенью надежности изоляция между обмотками может быть выбрана по табл. 12 или 13, если только по соображениям охлаждения или увеличения относительно напряжения короткого замыкания не берут увеличенное значение $\delta_м$.

В последних графах табл. 12 и 13 дано расстояние δ между обмотками низкого и высокого напряжений, отнесенное к номинальному высшему напряжению. Эти значения изменяются по уравнению (225) незначительно при номинальных напряжениях, больших чем 20 kV; для $U_{ном.} \geqslant 20$ kV можно принять

$$0{,}06\ \text{cm/kV} \lessapprox \frac{\delta}{U_{ном}} \lessapprox 0{,}07\ \text{cm/kV}. \tag{228}$$

Расстояние δ' (фиг. 218, *a*) между обмоткой высокого напряжения и ярмом или связанными с ним металлическими прессующими деталями может быть выбрано, учитывая более или менее острые ребра ярма и необходимую длину путей скользящих разрядов на основании неравенства

$$2 \lessapprox \frac{\delta'}{\delta} \lessapprox 2{,}5. \tag{229}$$

Для расстояния δ'' (фиг. 218, *a*) между обмотками высокого напряжения на различных сердечниках, а также для наименьшего расстояния от обмотки высокого напряжения до стенки бака принимают, что

$$\delta'' \gtrapprox 2{,}5\delta. \tag{230}$$

В последнем равенстве принято, что никакой твердой изоляции между обмотками высокого напряжения и между обмоткой высокого напряжения и стенкой бака не имеется и, кроме того, учтена неточность в соблюдении расчетных радиальных размеров при установке обмотки высокого напряжения и возможный сдвиг внешней части трансформатора относительно стенок бака.

В случае наличия барьеров из твердого изолирующего материала расстояние δ'' может быть уменьшено до $\frac{1}{5}\delta$.

Формулы (229) и (230) предполагают, что величина δ обусловлена только электрической прочностью [уравнение (228)]. Если расстояние δ увеличивается из желания получить соответствующее напряжение короткого замыкания, или достаточно широкий охлаждающий канал, то уравнения (229) и (230) теряют свой смысл.

Относительно расчета других изоляционных расстояний были даны уже указания в гл. Н,2.

L. ПРОЕКТИРОВАНИЕ

1. ГЛАВНЫЕ РАЗМЕРЫ

а) Поперечное сечение сердечника. В гл. B,1,d мы уже вывели уравнение для реактивного падения напряжения [уравнение (86)]

$$\varepsilon_r = \frac{P'}{f\Phi^2}\Delta', \tag{231}$$

в котором P' — мощность обмотанного сердечника в ваттах, Φ — поток в сердечнике в максвеллах, частота f в герцах и Δ' в cm. Величина Δ' при подсчете индуктивности рассеяния принимается пропорциональной идентичной проводимости потоков рассеяния и определяется по уравнению (86а) для дисковых и по уравнению (86б) для цилиндрических обмоток.

Если решим уравнение (231) относительно Φ и разделим на индукцию в сердечнике B_c в гауссах, то получим площадь поперечного сечения сердечника

$$q_c = \frac{\Phi}{B_c} = C'\sqrt{\frac{P'}{f}}\ \mathrm{cm}^2, \tag{232}$$

где для сокращения

$$C = \frac{1}{B_c}\sqrt{\frac{\Delta'}{\varepsilon_r}}. \tag{232a}$$

Величину C можно определить также иным путем. Мощность сердечника равна

$$P' = E_1 I_1 = \sqrt{2}\pi f\Phi w_1 I_1 = \sqrt{2}\,\pi f\Phi^2\frac{w_1 I_1}{\Phi}, \tag{233}$$

откуда получаем

$$q_c = \frac{\Phi}{B_c} = C\sqrt{\frac{P'}{f}}, \tag{234}$$

где

$$C = \frac{1}{\sqrt[4]{2}\sqrt{\pi}B_c}\sqrt{\frac{\Phi}{w_1 I_1}} = \frac{0{,}474}{B_c}\sqrt{\frac{\Phi}{w_1 I_1}}. \tag{234a}$$

При постоянных электромагнитных нагрузках $\frac{\Phi}{w_1 I_1}$ пропорционально отношению площади поперечного сечения сердечника к общей площади поперечного сечения меди первичной обмотки на одном сердечнике.

Коэфициент C колеблется у выполненных хорошо рассчитанных трансформаторов в узких пределах. У геометрически подобных трансформаторов с одинаковой индукцией в сердечнике и одинаковой частотой величина C согласно уравнениям (232а), (272b) и (273d) была бы постоянной.

У тех же трансформаторов с одинаковой индукцией, но с различными частотами C также останется постоянным, так как мощность пропорциональна частоте.

Для определения поперечного сечения сердечника мы можем заранее оценить величину C независимо от рода обмотки частоты

и мощности одного обмотанного сердечника. Чтобы выразить влияние конструкции трансформатора на величину поперечного сечения сердечника, заменим в уравнении (232) мощность P' общей номинальной мощностью P трансформатора, которая равна произведению числа обмотанных сердечников на мощность P'. Тогда получим для однофазных броневых трансформаторов

$$q_c = C\sqrt{\frac{P}{f}}, \tag{235a}$$

однофазных стержневых трансформаторов

$$q_c = C\sqrt{\frac{P}{2f}} = \frac{C}{\sqrt{2}}\sqrt{\frac{P}{f}}, \tag{235b}$$

трехфазных броневых или стержневых трансформаторов

$$q_c = C\sqrt{\frac{P}{3f}} = \frac{C}{\sqrt{3}}\sqrt{\frac{P}{f}}. \tag{235c}$$

Поэтому при одинаковых мощностях и частотах площади сечений сердечников однофазного броневого, однофазного стержневого и трехфазного броневого или стержневого трансформаторов относятся между собой как

$$1 : 0{,}707 : 0{,}578. \tag{235}$$

При этом сечение сердечника меняется пропорционально корню квадратному из мощности и обратно пропорционально корню квадратному из частоты.

Значение коэфициента C зависит от того, будет ли трансформатор высоким или низким. Малые значения C дают малые сечения железа и, следовательно, высокие трансформаторы, большие значения C — сниженные трансформаторы. Чтобы определить значение коэфициента C, мы можем подсчитать его по данным выполненных трансформаторов по уравнениям (235a), (235b) и (235c). При этом, оказывается, новые трансформаторы имеют меньшие значения C, чем старые, что объясняется и применением железа с малыми потерями.

Для подсчета C у старых трансформаторов могут служить числовые примеры, приведенные в книге Арнольда „Трансформаторы“ [Л. 151], где имеются данные для однофазных стержневых, трехфазных стержневых и броневых трансформаторов мощностью от 21 до 5 500 kVA и частотой от 15 до 50 Hz. Среднее значение C получается равным $C \approx 8\ \text{cm}^2 \cdot \text{J}^{-\frac{1}{2}}$. Для большинства этих трансформаторов C лежит между 7,5 и 8,5 $\text{cm}^2 \cdot \text{J}^{-\frac{1}{2}}$; только у немногих трансформаторов значение C опускается до 5,9 и повышается до 10,6.

Для новых трансформаторов получаются наилучшие соотношения размеров при значениях C, лежащих в границах

$$4\,\text{cm}^2 \cdot \text{J}^{-\frac{1}{2}} \lessapprox C \lessapprox 6\ \text{cm}^2 \cdot \text{J}^{-\frac{1}{2}}, \tag{236}$$

причем у стандартных трансформаторов большие значения C берутся, как правило, для малых трансформаторов. У очень больших трансформаторов часто для C берутся повышенные значения — до $8\ cm^2 \cdot J^{-\frac{1}{2}}$ — с целью получить меньшие высоты, учитывая возможности железнодорожного транспорта (фиг. 227). С ростом потерь в железе растет и C.

b) Линейные размеры. Обыкновенно потери холостого хода задаются, как, например, у стандартных трансформаторов, или же мы можем их заранее оценить, исходя из назначения трансформатора (см. раздел 3). Потери в железе $Q_{ж}$ равны разности потерь холостого хода и добавочных потерь, которые у правильно спроектированного трансформатора составляют только малую часть потерь холостого хода. По потерям в железе $Q_{ж}$ и площади сечения сердечника мы можем подсчитать общую длину пути в железе при выбранной индукции B_c в сердечнике.

Если площади сечений ярма и сердечника равны, то мы получаем общую длину сердечников и ярем (у броневого трансформатора половину общей длины ярма) как

$$L_{ж} = \frac{Q_{ж}\, 10^3}{s V_{10} \left(\frac{B_c}{10\,000}\right)^2 q_c}\ \text{cm}, \tag{237}$$

причем $Q_{ж}$ выражено в ваттах, потери V_{10} — в W/kg, индукция в сердечнике B_c в гауссах, сечение сердечника q_c в cm^2 и плотность s (удельный вес) железа в g/cm^3.

Мы можем теперь определить общую длину $L_{ж}$ и частичные длины магнитной цепи. Для этого введем отношение длины ярма к высоте сердечника

$$j = \frac{L_я}{L_c}. \tag{238}$$

Тогда получим для однофазного стержневого трансформатора (фиг. 3,*a*)

$$L_c = \frac{L_{ж}}{2(1+j)}, \tag{238a}$$

для однофазного броневого трансформатора (фиг. 3,*b*)

$$L_c = \frac{L_{ж}}{2+j} \tag{238a'}$$

и для несимметричного трехфазного стержневого трансформатора (фиг. 19)

$$L_c = \frac{L_{ж}}{3+2j}. \tag{238b}$$

У несимметричных трехфазных стержневых трансформаторов отношение j лежит между 1 и 1,8, у стандартных трансформаторов оно равно приблизительно 1,25.

При усиленном ярме (см. гл. A,8,b) с

$$\frac{q_я}{q_c} = \beta \tag{239a}$$

у стержневых трансформаторов железные потери в сердечнике равны

$$Q_{ж.c} = m'L_c s V_{10}\left(\frac{B_c}{10\,000}\right)^2 q_c\, 10^{-3}\,\mathrm{W}, \tag{240a}$$

а потери в ярме

$$Q_{ж.я} = 2L_я s V_{10}\left(\frac{B_c}{10\,000}\right)^2 \frac{q_c}{\beta}\, 10^{-3}\,\mathrm{W}. \tag{240b}$$

Сумма этих потерь должна быть равна заданным потерям в железе:

$$Q_ж = Q_{ж.c} + Q_{ж.я} = \left(m'L_я + \frac{2L_я}{\beta}\right) s V_{10}\left(\frac{B_c}{10\,000}\right)^2 q_c\, 10^{-3}\,\mathrm{W}. \tag{240}$$

На основании этого, беря $L_ж$ по уравнению (237), мы получаем для однофазного стержневого трансформатора ($m' = 2$, фиг. 3,*a*)

$$L_c = \frac{L_ж}{2\left(1 + \frac{j}{\beta}\right)} \tag{241a}$$

и для несимметричного трехфазного стержневого трансформатора ($m' = 3$, фиг. 19)

$$L_c = \frac{L_ж}{3 + \frac{2j}{\beta}}. \tag{241b}$$

Влияние усиления ярма на намагничивающий ток и потери в железе было рассмотрено в гл. A, 8,b.

2. СООТНОШЕНИЯ МЕЖДУ ПЛОТНОСТЯМИ ТОКА В ВЫСОКОВОЛЬТНОЙ И НИЗКОВОЛЬТНОЙ ОБМОТКАХ

Вопрос о наиболее благоприятном соотношении между плотностями тока в высоковольтной и низковольтной обмотках в общем виде достаточно труден для разрешения. Поэтому мы рассмотрим некоторые особые случаи, при которых не будем обращать внимания на нагрев обмотки. Во всех этих случаяхмы будем предполагать, что магнитная цепь трансформатора задана. Результаты, полученные в пп „a“ и „b“, мы исследуем только в пункте „c“.

а) Дисковая обмотка. Мы можем принять, что у дисковой обмотки катушки низковольтной и высоковольтной обмоток имеют одинаковые радиальные размеры *b* (фиг. 219). Тогда средние длины витков обеих обмоток будут равны

$$l_{ср.н} = l_{ср.в} = l_{ср.}. \tag{242}$$

Для общей высоты $qa = q(a_н + a_в)$ дисковых катушек одного сердечника мы не делаем пока никаких ограничений, следовательно, считаем, что пространство в окне трансформатора для заданного объема металла обмотки или для заданных потерь в обмотке достаточно.

Если обозначим через $\theta_н$ и $\theta_в$ ампервитки обмоток одного сердечника при номинальной мощности и через $j_н$ и $j_в$ плотности токов, то общий объем металла обмотки одного сердечника будет равен

$$V = V_н + V_в = l_{ср}\left(\frac{\theta_н}{j_н} + \frac{\theta_в}{j_в}\right). \qquad (242a)$$

Для общих потерь в обмотке сердечника можем написать

$$Q_c = Q_н + Q_в = l_{ср}\left(\frac{\rho_н}{\frac{\theta_н}{j_н}}\theta_н^2 + \frac{\rho_в}{\frac{\theta_в}{j_в}}\theta_в^2\right) =$$

$$= l_{ср}(\rho_н \theta_н j_н + \rho_в \theta_в j_в), \qquad (242b)$$

Фиг. 219. Обозначение размеров дисковой обмотки.

где $\rho_н$ и $\rho_в$ — удельные сопротивления металла обмоток низкого и высокого напряжения.

В этих двух уравнениях переменные только $j_н$ и $j_в$. Если будем рассматривать, например, потери в обмотке как данные, то можем с помощью уравнения (242b) исключить плотность $j_в$ в уравнении (242a). Объем V металла обмотки будет зависеть тогда только от переменной $j_н$. Если продиференцируем уравнение (242a) по $j_н$ и приравняем производную нулю, то найдем плотность тока $j_н$, при котором общий объем металла обмотки равен минимуму. Далее по уравнению (242b) получим соответственную плотность $j_в$ в обмотке высокого напряжения. Мы не будем приводить здесь промежуточных расчетов и прямо дадим искомое соотношение плотностей токов:

$$\frac{j_в}{j_н} = \sqrt{\frac{\rho_н}{\rho_в}}. \qquad (243a)$$

Мы получим тот же результат, если при постоянном объеме металла обмотки будем искать условия минимума потерь. По найденному отношению плотностей тока получаем из уравнения (242b) отношение потерь в общих обмотках

$$\frac{Q_в}{Q_н} = \frac{\theta_в}{\theta_н}\sqrt{\frac{\rho_в}{\rho_н}} \qquad (243b)$$

и из уравнения (242a) — отношение объемов металла обеих обмоток

$$\frac{V_в}{V_н} = \frac{\theta_в}{\theta_н}\sqrt{\frac{\rho_в}{\rho_н}}. \qquad (243c)$$

В практических случаях часто размеры окна задаются и требуется по возможности лучше использовать пространство окна. Учитывая промежуточное пространство для изолирования катушек друг от друга и охлаждающие каналы между катушками, задают не только радиальный размер b, но и общую высоту

$$a = a_н + a_в \tag{244a}$$

одной из q групп дисковых катушек. В этом случае объем металла обмотки, так же как и потери в обмотке, зависит от использования сечения катушек, т. е. от отношения общего сечения катушек низкого и высокого напряжений. При этом условии определение минимума для объема металла обмотки не имеет смысла.

Мы можем, не обращая внимания на общий объем металла обмотки, так выбрать размеры $a_н$ и $a_в$ при соблюдении условия уравнения (244a), что потери в обмотке будут наименьшими. Чтобы при этом проще учесть изоляцию внутри сечения катушки, предположим сечение провода прямоугольным и число витков заданным соответственно индукции в сердечнике. Допустим, что число слоев и витков в каждом слое для каждой из обеих обмоток постоянно.

Отношения $f_{bн}$ и $f_{bв}$ между общими радиальными размерами металла обмотки и размером катушки b (фиг. 219) для каждой из обмоток не зависят от $a_н$ и $a_в$, а для соответствующих отношений в осевом направлении можем написать

$$f_{aн} = \frac{a_н - i_н}{a_н}, \tag{244b}$$

$$f_{aв} = \frac{a_в - i_в}{a_в}, \tag{244c}$$

где $i_н$ и $i_в$ — неизменяющиеся размеры изоляции в осевом направлении.

Потери для одной пары катушек будут равны

$$Q'_м = \frac{\pi(d+b)}{b}\left[\rho_н \frac{\theta_н^2}{f_{bн} f_{aн} a_н} + \rho_в \frac{\theta_в^2}{f_{bв} f_{aв} a_в}\right] =$$

$$= \frac{\pi(d+b)}{b}\left[\frac{\rho_н \theta_н^2}{f_{bн}(a_н - i_н)} + \frac{\rho_в \theta_в^2}{f_{bв}(a - a_н - i_в)}\right], \tag{244}$$

где одна только переменная $a_н$. Мы можем обычным образом подсчитать $a_н$ для минимальных потерь и получить $Q'_м$ по уравнению (244a).

Отношение плотностей тока будет равно

$$\frac{j_в}{j_н} = \frac{\theta_в}{\theta_н} \frac{f_{bн} b f_{aн} a_н}{f_{bв} b f_{aв} a_в} = \frac{\theta_в}{\theta_н} \frac{f_{bн}}{f_{bв}} \frac{a_н - i_н}{a_в - i_в} \tag{245}$$

или с учетом значений $a_н$ и $a_в$

$$\frac{j_в}{j_н}=\sqrt{\frac{f_{bн}\,\rho_н}{f_{bв}\,\rho_в}}. \tag{245a}$$

Отношение потерь в обмотках [см. уравнение (242b)]:

$$\frac{Q_в}{Q_н}=\frac{\rho_в}{\rho_н}\frac{\theta_в}{\theta_н}\frac{j_b}{j_н}=\frac{\theta_в}{\theta_н}\sqrt{\frac{f_{bн}}{f_{bв}}\frac{\rho_в}{\rho_н}} \tag{245b}$$

и отношение объемов металла обмоток

$$\frac{V_в}{V_н}=\frac{\theta_в}{\theta_н}\frac{j_в}{j_н}=\frac{\theta_в}{\theta_н}\sqrt{\frac{f_{bв}}{f_{bн}}\frac{\rho_в}{\rho_н}}. \tag{245c}$$

b) Цилиндрическая обмотка. У цилиндрических обмоток средние длины витков обеих обмоток различны и меняются с шириной $a_н$ и $a_в$ катушек. Если пренебречь вначале изменением средних длин витков при изменении $a_н$ и $a_в$, т. е. считать $l_{ср.н}$ и $l_{ср.в}$ постоянными, и определять, как у дисковой обмотки в первой части п. „а“, отношение плотностей тока, при которых при заданных общих потерях объем металла обмотки или при заданном объеме металла обмотки потери обмотки будут минимальными, то получим, как и при дисковой обмотке [уравнение (243а)]

$$\frac{j_в}{j_н}=\sqrt{\frac{\rho_н}{\rho_в}}. \tag{246a}$$

Отношение потерь и объемов в этом случае

$$\frac{Q_в}{Q_н}=\frac{V_в}{V_н}=\frac{l_{ср.в}}{l_{ср.н}}\frac{\theta_в}{\theta_н}\sqrt{\frac{\rho_в}{\rho_н}}. \tag{246b}$$

Фиг. 220. Обозначение размеров цилиндрической обмотки.

Чтобы определить, как выбрать отношение плотностей тока при учете изменения средних длин витков, если пространство окна для обмотки задано и использовано наиболее благоприятно, предположим как во второй части п. „а“ для простоты, что сечение провода прямоугольное и будем считать, что числа слоев обмотки и витков в каждом слое для каждой из обеих обмоток заданы.

Так как мы принимаем магнитную цепь также заданной, то осевая высота b катушки будет неизменна (фиг. 220). Принимая, что число витков в каждом слое и толщина изоляции провода должны оставаться неизменными, мы будем иметь отношения $f_{bн}$ и $f_{bв}$ общей высоты металла обмотки к высоте катушки для обеих обмоток постоянными.

Мы должны далее принять, что внутренний диаметр d обмотки низкого напряжения и внешний D обмотки высокого напряжения заданы, т. е. постоянны, так же как и расстояние δ между обмотками высокого и низкого напряжений. При этих условиях уравнения (244a), (244b) и (244c) применимы и здесь,

причем $i_н$ и $i_в$ будут теперь обозначать изоляцию обмоток в радиальном направлении.

При сделанных допущениях также теряется смысл определять $a_н$ и $a_в$ при условии, что объем металла обмотки без учета потерь в ней минимален. Поэтому мы должны ограничиться расчетом обмотки для наименьших потерь.

Потери в цилиндрической обмотке равны

$$Q_м = \rho_н \frac{\pi (d + a_н) \theta_н^2}{f_{bн} b f_{ан} a_н} + \rho_в \frac{\pi (D - a_в) \theta_в^2}{f_{bв} b f_{ав} a_в} \tag{247a}$$

или по уравнениям (244a), (244b) и (244c)

$$Q_м = \frac{\pi \rho_н \theta_н^2}{f_{bн} b} \frac{d + a_н}{a_н - i_н} + \frac{\pi \rho_в \theta_в^2}{f_{bв} v} \frac{D - a + a_н}{a - a_н - i_в}. \tag{247}$$

Значения $a_н$ и $a_в$ при минимальных потерях в обмотке $Q_м$ совместно с равенством (245) приводят к отношению плотностей токов:

$$\frac{j_в}{j_н} = \sqrt{\frac{f_{вн} \rho_н}{f_{bв} \rho_в} \frac{d + i_н}{D - i_в}} \approx \sqrt{\frac{f_{вн} \rho_н}{f_{bв} \rho_в} \frac{d}{D}}. \tag{248a}$$

Отношение потерь в обмотках [см. уравнение (242b)]:

$$\frac{Q_в}{Q_н} = \frac{l_{ср.в}}{l_{ср.н}} \frac{\theta_в}{\theta_н} \sqrt{\frac{f_{bн}}{f_{bв}} \frac{\rho_в}{\rho_н} \frac{d + i_н}{D - i_в}} \tag{248b}$$

и отношение объемов металла обмоток [см. уравнение 242a)]:

$$\frac{V_в}{V_н} = \frac{l_{ср.в}}{l_{ср.н}} \frac{\theta_в}{\theta_н} \sqrt{\frac{f_{bв}}{f_{bн}} \frac{\rho_в}{\rho_н} \frac{D - i_в}{d + i_н}}. \tag{248a}$$

Если при двойной цилиндрической обмотке плотности токов в общих частях обмотки низшего напряжения (фиг. 57,*а*) одинаковы, то влияние средней длины витков исчезает, и в этом случае применимы те же уравнения, что и для дисковой обмотки.

с) Общие выводы. Если при дисковой обмотке не будем учитывать использование окна, то при заданных потерях получаются наименьший объем металла обмоток или же при заданном объеме металла обмоток — наименьшие потери, если по уравнению (243a) плотности токов обратно пропорциональны квадратному корню из удельных сопротивлений обмоток. Добавочные потери в обмотках вследствие вытеснения токов можем учесть тем, что удельные сопротивления умножим на соответствующие коэфициенты $k_н$ и $k_в$ (см. гл. В,3,а). Как правило, $\rho_н \approx \rho_в$, поэтому плотности тока в обеих обмотках должны быть примерно равны. При равенстве удельных сопротивлений потери в обмотках и объемы металлов обмоток относятся как ампервитки обеих обмоток. При обычном включении обмотки низкого напряжения (не зигзаг) эти отношения вследствие намагничивающего тока несколько отличны от единицы, но практически могут быть при-

няты равными единице. При соединении в зигзаг согласно гл. В, 2,b ампервитки вторичной обмотки, которая на практике является низковольтной, при пренебрежении намагничивающим током равны $\frac{2}{\sqrt{3}}$ первичных ампервитков. Следовательно, при соединении в зигзаг при равенстве плотностей токов

$$\frac{Q_в}{Q_н} = \frac{V_в}{V_н} \approx \frac{\sqrt{3}}{2}. \tag{249}$$

Но обыкновенно один и тот же трансформатор применяется как для нормального соединения, так для соединения в зигзаг (см. гл. Н, 2,b). В таком случае условие по уравнению (243а) может быть выполнимо только в одном случае. Если оно выполнено для нормального соединения, то при соединении в зигзаг, предполагая, что $\rho_н = \rho_в$, плотность тока в низковольтной обмотке получается в $\frac{2}{\sqrt{3}} = 1{,}16$ раза больше, чем в высоковольтной. Если, наоборот, уравнение (243а) выполнено для соединения в зигзаг, то при нормальном соединении плотность тока в высоковольтной обмотке в 1,16 раза будет больше, чем в низковольтной.

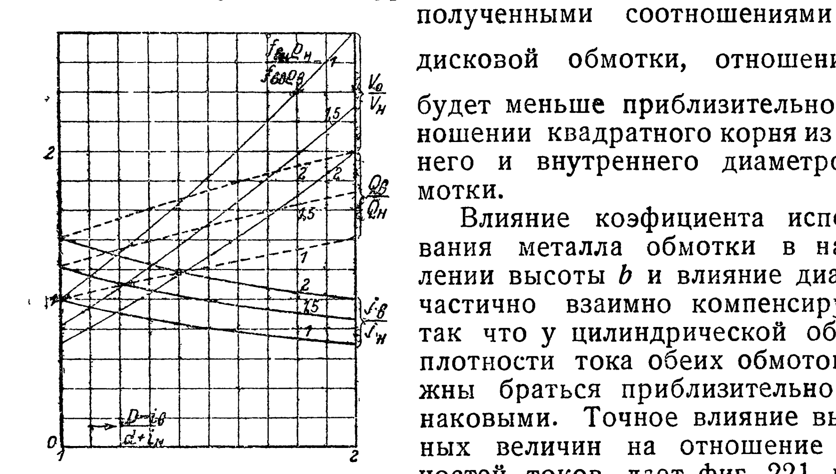
В наиболее важных практических случаях, когда окно трансформатора бывает использовано наилучшим образом и размеры b и a (равного $a_н$ и $a_в$) даны, общие потери в обмотке становятся наименьшими, если по уравнению (245а) плотности токов в обеих обмотках обратно пропорциональны квадратному корню из произведений удельных сопротивлений и коэфициентов использования металла обмотки в радиальном направлении сечения обмотки. Обычно коэфициент использования $f_{bв}$ высоковольтной обмотки меньше, чем у низковольтной обмотки $f_{bн}$. В таком случае при равенстве удельных сопротивлений плотность тока в высоковольтной обмотке берется больше в отношении $\frac{\sqrt{f_{bн}}}{\sqrt{f_{bв}}}$.

Если, например, $f_{bн} = f_{bв}$, то берут $\frac{j_в}{j_н} \approx 1{,}23$, чтобы получить наименьшие потери в обмотке. Следовательно, без учета нагрева при дисковой обмотке плотность тока в высоковольтной обмотке целесообразно брать несколько большей, чем в низковольтной, и именно в отношении $\frac{\sqrt{f_{bн}}}{\sqrt{f_{bв}}}$, которое от случая к случаю может быть легко определено. Это отношение при равенстве удельных совротивлений необходимо еще по уравнению (245b) умножить на $\frac{\theta_в}{\theta_н}$, чтобы получить отношение получающихся при этом потерь в обеих обмотках.

Если при цилиндрической обмотке отвлечься от использования окна, то по уравнению (246а) при минимальных потерях в обмотке или при минимальном объеме металла обмотки плот-

ности токов в обеих обмотках следует брать приблизительно одинаковыми, только именно приблизительно одинаковыми, так как при выводе уравнения (246а) мы пренебрегли изменением средней длины витков. Отношение потерь в обмотке и объемов металла обмоток при равенстве удельных сопротивлений и ампервитков обеих обмоток равно отношению средних длин витков.

Если, наоборот, окно трансформатора должно быть использовано возможно лучше, то наивыгоднейшее отношение плотностей тока получается из уравнения (248а) по сравнению с ранее полученными соотношениями для дисковой обмотки, отношение $\frac{j_в}{j_н}$ будет меньше приблизительно в отношении квадратного корня из внешнего и внутреннего диаметров обмотки.



Фиг. 221. Наивыгоднейшие соотношения плотностей $\frac{j_в}{j_н}$ тока при цилиндрической обмотке и получающиеся при этом соотношения $\frac{Q_в}{Q_н}$ и $\frac{v_в}{v_н}$.

Влияние коэфициента использования металла обмотки в направлении высоты b и влияние диаметра частично взаимно компенсируются, так что у цилиндрической обмотки плотности тока обеих обмоток должны браться приблизительно одинаковыми. Точное влияние выбранных величин на отношение плотностей токов дает фиг. 221, на которой нанесены эти отношения при различных значениях $\frac{f_{bн}\,\rho_н}{f_{bв}\,\rho_в}$ как функции отношения $\frac{D - i_в}{d + i_н} \approx \frac{D}{L}$. На этой фигуре нанесены также отношения потерь $\left(\frac{Q_в}{Q_н}\right)$ и объемов металла обмоток $\left(\frac{V_в}{V_н}\right)$ для разных случаев при $\rho^в = \rho_н$ и $\theta_в = \theta_н$, причем принято, что отношение $\frac{l_{ср.в}}{l_{ср.н}} = \frac{D - i_в}{d + i_н}$, в то время, как в действительности оно несколько меньше.

На фиг. 230 показано на конкретном примере влияние отношений плотностей тока на вес меди обмотки при постоянных потерях на ней.

При рассмотрении наиболее благоприятных отношений плотностей тока и потерь в обеих обмотках мы не обращали внимания на нагрев обмоток. Следовательно, предполагалось, что охлаждающие каналы для обеих обмоток выбраны такими, что тепло может отводиться, не вызывая чрезмерного перегрева обмоток (см. гл. I, 3,c). Если этого нет, то плотности тока хуже охлаждаемых обмоток соответственно должны уменьшаться. Такой случай может быть, например, у малых трансформаторов, когда

обмотка низкого напряжения непосредственно мотается без охлаждающего канала на сердечник, а обмотка высокого напряжения также без охлаждающего канала на обмотку низкого напряжения. В этом случае тепло от обмотки низкого напряжения должно в значительной мере отводиться через высоковольтную обмотку. При этих условиях плотность тока в обмотке низшего напряжения должна быть взята значительно меньшей, чем в обмотке высшего напряжения. Однако в большинстве практических случаев охлаждающие каналы устраиваются так, что отношение плотностей токов может выбираться без учета нагревания обмоток.

Наконец, выбор соотношения плотностей тока может быть обусловлен стоимостью обмотки. Очень тонкий провод обмотки высокого напряжения дороже, чем более толстый (см. гл. 4,b), но толстый провод обмотки низшего напряжения удорожает работу по сравнению с тонким. Поэтому, учитывая стоимость обмотки, при известных условиях может оказаться целесообразнее иметь несколько меньшее соотношение плотностей тока в высоковольтной и низковольтной обмотках, чем это вытекает из требования наименьших потерь в обмотке.

d) Сечения проводов высоковольтной и низковольтной обмоток. Нам следует еще определить площади поперечного сечения $q_н$ и $q_в$ проводов обмоток низшего и высшего напряжений при заданных общих потерях в обмотках:

$$Q_м = Q_в + Q_н. \tag{250a}$$

Отношение потерь в обмотках равно

$$\frac{Q_в}{Q_н} = \frac{\rho_в \ l_{ср.в} w_в \ I_в^2 q_н}{\rho_н \ l_{ср.н} w_н \ I_н^2 \ q_в} = \frac{\rho_в}{\rho_н} \frac{l_{ср.в}}{l_{ср.н}} \frac{j_в}{j_н} \frac{\theta_в}{\theta_н}. \tag{250b}$$

Из этих уравнений определим потери $Q_в$ и $Q_н$:

$$Q_в = \frac{\rho_в \ l_{ср.в} j_в \ \theta_в}{\rho_н \ l_{ср.н} j_н \ \theta_н + \rho_в \ l_{ср.в} j_в \ \theta_в} Q_м \tag{251a}$$

и

$$Q_н = \frac{\rho_н \ l_{ср.н} j_н \ \theta_н}{\rho_н \ l_{ср.н} j_н \ \theta_н + \rho_в \ l_{ср.в} j_в \ \theta_в} Q_м. \tag{251b}$$

По этим значениям потерь получаем поперечные сечения проводов:

$$q_в = \frac{m' \rho_в \ w_в \ l_{ср.в} I_в^2}{Q_в} = \frac{m' \rho_в w_в \ I_в^2}{Q_м} \times$$

$$\times \left(\frac{\rho_н}{\rho_в} \frac{j_н}{j_в} \frac{\theta_н}{\theta_в} l_{ср.н} + l_{ср.в} \right) \tag{252a}$$

и

$$q_н = \frac{m' \rho_н w_н \ l_{ср.н} I_н^2}{Q_н} = \frac{m' \rho_н w_н \ I_н^2}{Q_м} \times$$

$$\times \left(l_{ср.н} + \frac{\rho_в}{\rho_н} \frac{j_в}{j_н} \frac{\theta_в}{\theta_н} l_{ср.в} \right). \tag{252b}$$

По заданным отношениям $\frac{\rho_в}{\rho_н}$ и $\frac{\theta_в}{\theta_н}$ мы можем взять по пп. „a“ и „b“ наиболее благоприятное отношение $\frac{j_в}{j_н}$. Средние длины витков обмоток можно легко определить для данной магнитной цепи. Так как отношение $\frac{\rho_в}{\rho_н}\frac{j_в}{j_н}\frac{\theta_в}{\theta_н}$, как правило, незначительно отличается от единицы, то определение отдельных значений $l_{ср.н}$ и $l_{ср.в}$ бывает менее точно, чем определение их суммы. По этим значениям мы находим площадь поперечного сечения провода, так как общие потери в обмотке приблизительно сохраняются. $l_{ср.н}$ и $l_{ср.в}$ могут быть затем определены более точно, и окончательно могут быть подсчитаны значения $q_в$ и $q_н$ по уравнениям (252a) и (252b).

Обыкновенно $\rho_в \approx \rho_н$, а для цилиндрических обмоток по пп. „b“ и „c“ и $j_в \approx j_н$. Для нормального соединения (не в зигзаг) обмотки низшего напряжения при $\theta_в \approx \theta_н$

$$q_в \approx \frac{m'\rho_в w_в I_в^2}{Q_м}(l_{ср.н} + l_{ср.в}), \qquad (253a)$$

$$q_н \approx \frac{m'\rho_н w_н I_н^2}{Q_м}(l_{ср.н} + l_{ср.в}), \qquad (253b)$$

для соединения в зигзаг при $\frac{\theta_в}{\theta_н} \approx 0{,}87$

$$q_в \approx \frac{m'\rho_в w_в I_в^2}{Q_м}(1{,}16\, l_{ср.н} + l_{ср.в}), \qquad (254a)$$

$$q_н \approx \frac{m'\rho_н w_н I_н^2}{Q_м}(l_{ср.н} + 0{,}87\, l_{ср.в}). \qquad (254b)$$

Стандартные трансформаторы (DIN VDE 2600) группы A_2 (нормальное соединение) имеют обмотку низшего напряжения на 230 V такую же, как и трансформаторы группы C_3 (зигзаг) при напряжении 400 V. Поэтому уравнения (253) и (254) уже не соблюдаются. В этом случае рекомендуется плотность тока в низковольтной обмотке для группы A_2 брать несколько меньше, а для группы C_3 больше, чем это следует из наивыгоднейшего соотношения плотностей тока. Если потери в обмотке низшего напряжения для группы A_2 будут $Q_н$, то для группы C_3 они возрастут до $\frac{4}{3}Q_н$. Среднее значение будет равно

$$Q_{н.ср} = \frac{7}{6}Q_н. \qquad (255a)$$

Если соответствующую фиктивную плотность тока обозначить через $j_{н.ср}$, то плотность тока в обмотке низшего напряжения для группы A_2 будет равна

$$j_н = \sqrt{\frac{6}{7}}\, j_{н.ср} = 0{,}93\, j_{н.ср}. \qquad (255b)$$

Это значение $j_н$ подставляем в уравнения (252a) и (252b). Принимая $\theta_в \approx \theta_н$ и $j_в \approx j_{н.\,ср}$, получаем для группы A_2

$$q_в \approx \frac{m'\rho_в w_в I_в^2}{Q_м}(0{,}93 l_{ср.\,н} + l_{ср.\,в}), \tag{256a}$$

$$q_н \approx \frac{m'\rho_н w_н I_н^2}{Q_м}(l_{ср.\,н} + 1{,}08 l_{ср.\,в}). \tag{256b}$$

3. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ПОТЕРЬ МЕЖДУ ЖЕЛЕЗОМ И МЕДЬЮ

Рассмотрев наивыгоднейшее распределение потерь между обмотками низшего и высшего напряжений, мы исследуем теперь вопрос о целесообразном распределении общих потерь на потери в обмотке и потери в железе. При этом мы должны поставить основным условием, чтобы стоимость трансформатора была минимальной при заданной мощности и коэфициенте полезного действия.

Так как решение этой задачи при данных условиях возможно только при известных допущениях, которые на практике часто применяются, то мы сформулируем задачу иначе.

а) **Мощность, магнитная цепь и обмотка заданы.** Допустим сперва, что мощность, магнитная система и обмотки заданы. Первичное напряжение должно изменяться так, чтобы общие потери при той же мощности и частоте стали минимальными. Для данного трансформатора это очень легко осуществить экспериментально, изменяя потери при постоянной мощности и меняющемся первичном напряжении. Тогда при минимальных потерях получим искомое наивыгоднейшее распределение общих потерь между железом и медью.

Мы изберем расчетный путь; при этом постоянные величины обозначим буквой C с различными индексами. Для потерь в железе при данной магнитной цепи можем написать [см. уравнение (198) т. I]

$$Q_{ж} = C_1 B + C_2 B^2, \tag{257a}$$

где B — переменная магнитная индукция в сердечнике. Общие потери в меди $Q_м$ мы можем считать пропорциональными квадрату плотности тока в обмотке высшего напряжения, так как если пренебречь намагничивающим током, то плотности токов обеих обмоток будут находиться в определенном соотношении. Поэтому

$$Q_м = C_3 j_в^2. \tag{257b}$$

Если учесть, что мощность трансформатора пропорциональна произведению напряжения и силы тока, что напряжение пропорционально индукции и ток пропорционален плотности тока, то

$$B j_в = C_4. \tag{257c}$$

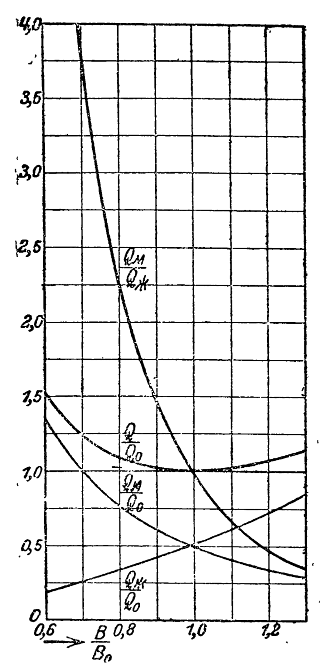
Заменим в уравнении (257b) плотность тока на основании уравнения (257c), тогда общие потери будут равны

$$Q = Q_{ж} + Q_{м} = (C_1 B + C_2 B^2) + \frac{C_3 C_4^2}{B^2}. \tag{257}$$

Если продиференцируем это уравнение по B и положим производную равной нулю, то получим условие минимума общих потерь

$$\frac{C_3 C_4^2}{B^2} = \frac{1}{2}\, C_1 B + C_2 B^2. \tag{258}$$

Левая сторона этого уравнения представляет потери в обмотке $Q_м$, правая сторона равнялась бы потерям в железе, если бы член C_1 равнялся не $\frac{1}{2}$, а 1 [см. уравнение (257a)]. При положительном значении C_1 потери в обмотке должны быть, следовательно, меньше, чем потери в железе, с тем чтобы общие потери были минимальными.



Фиг. 222. Потери, отнесенные к наименьшим общим потерям Q_0 и $\frac{Q_м}{Q_{ж}}$ как функции индукции, отнесенной к B_0 соответственно Q_0 при постоянном весе металла обмотки.

Если рассматривать высоколегированное железо толщиной 0,35 mm (табл. 4, т. I), то при индукции в сердечнике от 10 000 до 14 000 G получим минимум общих потерь, тогда когда потери в обмотке будут составлять 0,945—0,957 от потерь в железе. Если исходить из упрощенного уравнения (212) т. I для удельных потерь в железе, принимая, что потери в железе пропорциональны квадрату индукции, то общие потери будут минимальными тогда, когда потери в обмотке будут равны потерям в железе. Влияние отношения потерь в обмотке и в железе при заданных мощности, магнитной системе и весе металла обмотки на общие потери можно показать на примере. Пусть мы имеем высоколегированное железо толщиной 0,35 mm с постоянными по табл. 4, т. I.

Допустим, что площади сечений ярма и сердечника одинаковы и выберем постоянные C_3 и C_4 так, чтобы минимум общих потерь наступал при индукции в сердечнике $B = 14\,000$ G. Если мы отнесем потери к минимальным общим потерям Q_0, которые по нашему предположению должны наступать при $B = B_0 = 14\,000$ G, то получим кривые, представленные на фиг. 222. Мы видим, что общие потери растут при постоянном весе металла обмотки, если индукция в сердечнике отклоняется от ее наиболее благоприятного значения B_c, и что отношение $\frac{Q_м}{Q_{ж}}$ при этом очень сильно изменяется.

Если принять, что потери в железе пропорциональны квадрату индукции, как это обыкновенно полагают, то отношение потерь в обмотке и в железе будет равно

$$\frac{Q_м}{Q_{ж}} = \left(\frac{B_0}{B}\right)^4, \tag{259a}$$

а отношение общих потерь к минимальным общим потерям

$$\frac{Q}{Q_0} = \frac{1}{2}\left[\left(\frac{B}{B_0}\right)^2 + \left(\frac{B_0}{B}\right)^2\right]; \tag{259b}$$

оба отношения зависят, следовательно, только от отношения $\frac{B_0}{B}$ и не зависят от абсолютного значения B_0.

b) Минимум веса металла обмотки. Большое практическое значение имеет следующая формулировка задачи:

Пусть магнитная цепь задана. Обмотка для определенных мощности, напряжения и частоты при заданных общих потерях должна быть спроектирована так, чтобы вес металла обмотки был минимальным. Постоянные величины опять обозначим буквой C с различными индексами.

Вес металла обмотки мы можем считать пропорциональным объему $w_в l_{ср.\,в} q_в$ обмотки высокого напряжения:

$$G_м = C_5 w_в l_{ср.\,в} q_в. \tag{260a}$$

Так как напряжение задано, то число витков $w_в$ уже не постоянно, а постоянно произведение

$$w_в B = C_6. \tag{260b}$$

При заданных мощности и напряжении ток также постоянен. Следовательно, потери в обмотке пропорциональны сопротивлению обмотки высокого напряжения:

$$Q_м = C_7 \frac{w_в l_{ср.\,в}}{q_в}. \tag{260c}$$

Потери в железе опять могут быть выражены уравнением (257a). Тогда получаем потери в обмотке

$$Q_м = Q - (C_1 B + C_2 B^2), \tag{260d}$$

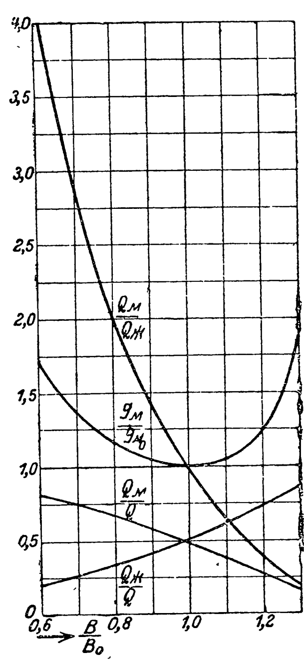
где Q — заданные общие потери.

Из уравнений (260c) и (260d) определяем $q_в$ и подставляем значения $q_в$ и $w_в$ из уравнения (260b) в уравнение (260a). При этом получаем общий вес обмотки металла равным

$$G_м = C_8 \frac{l^2_{ср.\,в}}{[Q - (C_1 B + C_2 B^2)]\, B^2}. \tag{260}$$

В этом уравнении средняя длина витка $l_{ср.\,в}$ мало зависит от индукции. Положим длину $l_{ср.\,в}$ постоянной, тогда общий вес

металла обмотки будет минимальным, если знаменатель сделается максимальным. Это имеет место тогда, когда



Фиг. 223. Все обмотки, отнесенный к наименьшему весу G_2 металла обмотки и $\frac{Q_м}{Q_ж}$ как функции индукции, отнесенной к B_0 соответственно $P_{к0}$ при постоянных общих потерях Q.

$$Q = \frac{3}{2} C_1 B + 2C_2 B^2 \qquad (261a)$$

или, учитывая уравнение (260d), когда

$$Q_м = \frac{1}{2} C_1 B + C_2 B^2. \qquad (261)$$

Новая формулировка задачи ведет, следовательно, к тем же результатам, как и в п. „a".

На фиг. 223 представлены потери в железе и в обмотке, отнесенные к заданным общим потерям Q, отношение потерь в обмотке и железе и вес металла обмотки, отнесенный к наименьшему значению $G_{м0}$, как функции индукции в сердечнике, выраженной в долях наилучшего ее значения B_0.

Кривые построены с теми же допущениями, как и кривые фиг. 222.

При заданной магнитной цепи и общих потерях наименьший вес металла обмотки получается, следовательно, тогда, когда $\frac{Q_м}{Q_ж}$ равно 0,95. Достаточно, если это отношение соблюдается приблизительно: отклонение $\pm 10\%$ не дает еще заметного увеличения веса металла обмотки.

Полученный нами результат будет, однако, верен при условии, что трансформатор нагружен постоянной мощностью (см. п. „d").

Если положим потери в железе пропорциональными квадрату индукции в сердечнике, то

$$\frac{Q_м}{Q_ж} = 2\left(\frac{B_0}{B}\right)^2 - 1 \qquad (262a)$$

и

$$\frac{G_м}{G_{м0}} = \frac{1}{2\left(\frac{B_0}{B}\right)^2 - 1} \left(\frac{B_0}{B}\right)^4. \qquad (262b)$$

c) Наибольший коэфициент полезного действия. Исследуем также, при какой мощности к. п. д. трансформатора, приключенного к постоянному напряжению, делается наибольшим. Мощность

$$P = m' U_н I_н \cos\varphi_н. \qquad (263a)$$

Потери в железе при любой нагрузке остаются практически постоянными. Потери в обмотке пропорциональны квадрату тока.

Приняв, что общие потери в обмотках α-кратны потерям в обмотке низшего напряжения ($\alpha \approx 2$, если соединение не в зигзаг), получаем к. п. д. равным

$$\eta = \frac{m' U_н I_н \cos\varphi_н}{m' U_н I_н \cos\varphi_н + Q_{ж} + \alpha m' I_н^2 R_н}. \qquad (263b)$$

Это выражение становится максимальным, если сумма

$$1 + \frac{Q_{ж}}{m' U_н I_н \cos\varphi_н} + \frac{\alpha m' I_н R_н}{m' U_н \cos\varphi_н} \qquad (263c)$$

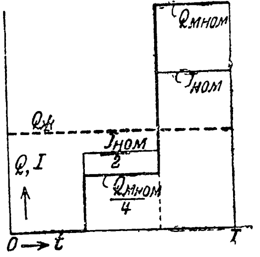
минимальна, что имеет место в случае, когда

$$\alpha m' I_н^2 R_н = Q_{ж}, \qquad (263)$$

т. е. когда потери в обмотках равны потерям в железе.

d) Практические выводы. Какие практические выводы можно сделать из исследований, произведенных в пп. „a“, „b“, „c“?

Если трансформатор нагружен постоянно одним и тем же током, то при данной магнитной цепи и заданных общих потерях обмотка должна быть спроектирована так, чтобы при высоколегированном железе с листами толщиной в 0,35 mm с данными материала по табл. 4, т. I потери в обмотке были несколько меньше, чем потери в железе, примерно равные 0,95 $Q_{ж}$.



Фиг. 224. Пример графика нагрузки.

В таком случае максимальный к. п. д. получается при нагрузке, на 5% большей номинальной.

Каковы будут соотношения, если трансформатор будет нагружаться током не постоянной силы, например, при работе на освещение, когда трансформатор часть работает на незначительную вторичную нагрузку, а по временам даже вхолостую?

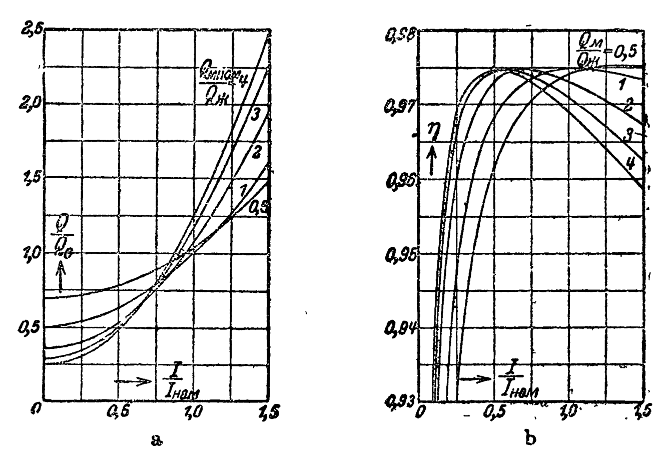
Найденные в пп. „a“ и „b“ при постоянной нагрузке условия для соотношений между потерями в обмотке и в железе должны быть применимы для среднего значения этих потерь за достаточно большой промежуток времени.

Пусть, например, на фиг. 224 тонкой кривой представлена диаграмма токов, согласно которой трансформатор в течение $\frac{1}{3}$ периода нагрузки работает вхолостую, а в другие $\frac{2}{3}$ нагружен половинным и полным нагрузочными токами. Потери в обмотке $Q_м$ пропорциональны квадрату тока и изображены толстой кривой.

Площадь, образуемая этой кривой с осью абсцисс, должна составлять 0,95 от площади, которую составляет пунктирная кривая потерь холостого хода $Q_{ж}$ для того, чтобы при заданной магнитной цепи и заданных общих потерях энергии получились наименьшие затраты металла обмотки.

Если допустим, что продолжительность наибольшей нагрузки внутри рассматриваемого периода так велика, что номинальная длительная мощность трансформатора должна быть установлена именно по этой нагрузке, то отношение $\frac{Q_{м.\,ном}}{Q_{ж}}$ потерь в обмотке при номинальной мощности к потерям в железе, естественно, должно быть значительно больше, чем 0,95, например, для нашего случая 2,26.

График нагрузки трансформатора вообще неизвестен, по крайней мере, так точно, чтобы он мог быть основой проектирования трансформатора.



Фиг. 225. Влияние отношения $Q_{м.\,ном} \mid Q_{ж}$ потерь в обмотке при номинальной нагрузке к потерям в железе на общие потери *a* и коэфициент полезного действия *b* как функции нагрузочного тока.

График нагрузки сетевых трансформаторов меняется при расширении сети и при более или менее произвольных приключениях и отключениях трансформаторов во время работы. Поэтому обычно трансформаторы проектируются для средних отношений потерь в обмотке и в железе (между *1* и *4*), которые, естественно, берутся в зависимости от характера работы.

У стандартных трансформаторов (DIN VDE 2600) это отношение при высшем напряжении в 5 000 и 6 000 V колеблется от 2,75 при минимальных мощностях без соединения в зигзаг до 3,8 при наибольших мощностях с соединением в зигзаг. При более высоких высших напряжениях это отношение для стандартных трансформаторов меньше (1,65—3,3 для 20 000 V).

На фиг. 225, *a* отношение $\frac{Q}{Q_0}$, которое для номинальной работы при различных соотношениях $\frac{Q_м}{Q_ж} = \frac{Q_{м.\,ном}}{Q_ж}$ может быть взято по фиг. 222, представлено как функция вторичного тока, отнесенного к номинальному току.

Фиг. 225, *b* показывает соответствующую зависимость к. п. д. трансформатора при постоянном $\cos\varphi$, если, например, при номинальном токе и $Q_{м.\,ном} = Q_{ж}$ к. п. д. составляет 97,5%.

Из фиг. 225, *a* видно, что хотя при $\frac{Q_{м.\,ном}}{Q_{ж}} > 0{,}95$, при растущем отношении $\frac{Q_{м.\,ном}}{Q_{ж}}$ общие потери при номинальной работе увеличиваются, но при малых нагрузках они уменьшаются и тем быстрее, чем больше $\frac{Q_{м.\,ном}}{Q_{ж}}$.

Фиг. 225, *b* показывает, что при $\frac{Q_{м.\,ном}}{Q_{ж}} > 0{,}95$ с увеличением $\frac{Q_{м.\,ном}}{Q_{ж}}$ к. п. д., а также и его наибольшее значение уменьшаются, но зато при малых нагрузках они соответственно больше.

Из этого ясно видно преимущество отношений $\frac{Q_{м.\,ном}}{Q_{ж}}$ больших, чем 0,95, в случае если трансформатор часто работает при меньшей мощности, чем номинальная.

При $\frac{Q_{м.\,ном}}{Q_{ж}} < 0{,}95$ к. п. д. падает с уменьшением $\frac{Q_{м.\,ном}}{Q_{ж}}$, в то время как его максимальное значение несколько увеличивается. Практически этот случай не имеет значения.

4. ЭКОНОМИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ

а) Наиболее экономичный трансформатор. Экономически выгодный трансформатор должен удовлетворять условию, чтобы стоимость процентов на капитал, амортизации и стоимость потерь энергии была возможно меньше [1]).

Мы хотим здесь только наметить, как этот расчет должен бы был производиться, причем мы рассматриваем только один трансформатор, не учитывая стоимости линии передачи и вспомогательных аппаратов и связанных с ними потерь.

Текущая стоимость потерь энергии зависит от тарифа электрической станции, к которой приключен трансформатор.

Здесь мы полагаем, что существует тариф трех видов: пиковый, средний и ночной. Пиковый тариф берется за время пиковой нагрузки электрической станции, ночной тариф за время наиболее слабой нагрузки и средний тариф за остальное время. Пиковый и средний тарифы зависят не только от времени дня, но также и от времени года, так что мы должны распространить наше рассмотрение на период целого года.

Обозначим через A, B и C стоимость энергии в марках за 1 kW в год по пиковому, среднему и ночному тарифам, через a, b и c — время в частях года, в течение которого трансформатор работает по пиковому, среднему и ночному тарифам, и через α,

---

[1]) В условиях социалистического хозяйства СССР это не может являться критерием экономичности трансформатора. *Ред.*

β и γ — средние значения потерь в обмотке за время a, b и c в частях потерь обмотки $Q_{м.\,ном}$ при номинальной работе. Следовательно, например, за время той части года, в течение которой применялся пиковый тариф,

$$\alpha Q_{м.\,ном} = \frac{1}{Q} \int\limits_{a} Q_{м} dt. \tag{264a}$$

Обозначив потери холостого хода через $Q_{ж}$ и выражая $Q_{м.\,ном}$ и $Q_{ж}$ в киловаттах, получим годовую стоимость потерь энергии

$$K_S = (aA + bB + cC)\, Q_{ж} + (\alpha aA + \beta bB + \gamma cC)\, Q_{м.\,ном} \text{ марок.} \tag{264b}$$

Если, далее, обозначим через $K_к$ первоначально затраченный капитал, через $DK_{0/0}$ — годовую стоимость процентов на амортизацию и затраченный капитал в марках, то сумма

$$K = DK_к + K_{0/0} \tag{264}$$

должна иметь наименьшее значение.

Расчет трансформатора по этим основным законам обычно не выполняется, так как точный график нагрузки трансформатора (определенный через величины a, b, c и α, β, γ) не известен. Если график может быть оценен для первого года эксплоатации, то с течением времени он меняется вследствие расширения установки или изменения потребности. Кроме того, тариф за потери энергии (определенный посредством величин A, B и C), который для гидравлических станций иной, чем для тепловых, часто подвергается изменению; то же самое относится к процентам (величина D). Поэтому мы не будем далее следовать описанному здесь методу экономического расчета. Как правило, потери холостого хода и потери в обмотке для проектируемого трансформатора жестко задаются так, что никакого свободного выбора потерь нет.

При установлении этих потерь приходится различать, оплачивается ли стоимость потерь энергии за счет электрической станции или за счет потребителей. В последнем случае стоимость значительно выше. Следовательно, потребитель более заинтересован в меньших потерях энергии, чем электрическая станция.

b) Наиболее дешевый трансформатор. Большое практическое значение имеет проектирование наиболее дешевого трансформатора при заданных потерях в железе и в обмотке и относительном номинальном напряжении короткого замыкания.

Стоимость трансформатора составляется из стоимости материалов, рабочей силы и прочих расходов, связанных с изготовлением трансформаторов: цеховых, административных и т. д. Подсчет этой стоимости должен базироваться на предварительном многолетнем опыте завода и очень сильно зависит от общих условий производства. Мы не можем здесь заниматься этими вопросами. Для приблизительного подсчета стоимости обыкновенно предполагается, что изолирующие материалы и стоимость работы по установке обмотки пропорциональны весу металла обмотки, а остальные материалы и стоимость работы по их об-

работке и сборке пропорциональны весу железа магнитной цепи. Стоимость готового трансформатора равна

$$K = p_{ж}G_{ж} + p_{м}G_{м} \text{ марок,} \qquad (265a')$$

где $G_{ж}$ и $G_{м}$ — веса железа магнитной цепи и металла обмотки в kg, $p_{ж}$ и $p_{м}$ — стоимости 1 kg железа и металла обмотки в марках за 1 kg в готовом трансформаторе.

Так как значительнаа часть стоимости не зависит от веса, то точнее написать

$$K = A + p_{ж}G_{ж}' + p_{м}G_{м}, \qquad (265a)$$

где A — постоянная слагающая стоимости, зависящая от конструкции, мощности трансформатора и от высоты напряжения. $p_{ж}$ и $p_{м}$ колеблются в широких пределах и зависят от организации и техники производства. Кроме того, $p_{ж}$ для легированного железа больше, чем для обыкновенного, $p_{м}$, как правило, растет с напряжением обмотки, причем обе величины падают с ростом мощности трансформатора. Для расчета наиболее дешевого трансформатора достаточно знать отношение $\frac{p_{м}}{p_{ж}}$, которое определить легче, чем отдельные значения $p_{м}$ и $p_{ж}$. Для наиболее дешевого трансформатора должна быть минимальной сумма

$$\frac{K}{p_{ж}} = \frac{A}{p_{ж}} + G_{ж} + \frac{p_{м}}{p_{ж}} G_{м} = \min \qquad (265b)$$

или

$$G_{ж} + \frac{p_{м}}{p_{ж}} G_{м} = \min, \qquad (265)$$

так как отношение $\frac{A}{p_{ж}}$ для проектируемого трансформатора может быть принято постоянным.

Для определения минимума стоимости мы должны знать отношение $\frac{p_{м}}{p_{ж}}$. В табл. 14 приведены продажные цены на железо для электрических машин и аппаратов немецких металлургических заводов. Они, как видно, зависят от величины потерь при $B = 10\,000$ G и относятся к концу 1931 г.

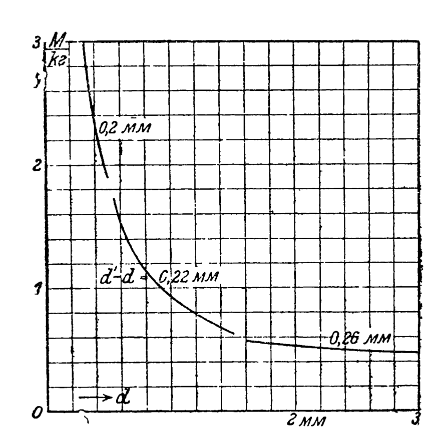
Для частоты 50 Hz обычно применяются высоколегированные

ТАБЛИЦА 14

Цены на железо в конце 1931 г.

	Толщина 0,35 mm		Толщина 0,5 mm	
	Потери V_{10} в W/kg	Цена в марках за 1 kg	Потери V_{10} в W/kg	Цена в марках за 1 kg
Не протравлено	3,1	0,305	3,6	0,285
	2,8	0,325	3,0	0,305
	2,4	0,340	2,6	0,325
	2,1	0,360	2,3	0,345
Один раз протравлено	2,0	0,430	2,0	0,410
	1,85	0,475	1,85	0,535
	1,65	0,555	1,70	0,595
	1,45	0,615	1,50	0,680
	1,3	0,690	—	—

листы толщиной 0,35—0,5 mm с потерями V_{10}, равными 1,3 и 1,5 W/kg, и соответствующей ценой 0,69 и 0,68 марок за 1 kg. Цена медного круглого провода, который идет для обмотки высокого напряжения малых и средних трансформаторов, очень сильно зависит от диаметра голого провода. Цена слагается из цены собственно меди и цены обработки, т. е. стоимости волочения и обматывания его изоляцией. На фиг. 226 показана средняя, отнесенная к весу изолированного провода, стоимость обработки для дважды обмотанного хлопчатобумажной пряжей медного провода как функция диаметра d голого проводника. Разность между диаметрами изолированного (d') и голого проводников указана для разных случаев. При больших диаметрах цена понижается приблизительно до 0,44 марки за 1 kg при диаметре голого провода, равном 5 mm, причем $d'-d$ повышается до 0,4 mm.



Фиг. 226. Средняя стоимость обработки как функция толщины провода d при различной толщине $d'-d$ изоляции.

Для плоского провода с размерами, применяемыми у стандартных трансформаторов, стоимость обработки лежит между 0,6 и 0,8 марки за 1 kg, большие значения относятся к малым сечениям.

Приблизительно ту же стоимость обработки мы можем принимать и для провода, покрываемого бумагой, при той же толщине изоляции.

К стоимости обработки должна быть прибавлена продажная стоимость самой меди, которая в 1931 г. колебалась в пределах от 0,6 до 0,8 марок за 1 kg.

Если прибавим к стоимости проводов для низковольтной и высоковольтной обмоток стоимость работы по намотке катушек и разделим эту сумму на общий вес меди, то получим стоящую в уравнении (265) удельную цену $p_м$ обмотки. С другой стороны, если прибавим к стоимости железа стоимость работы по штамповке и сборке магнитной цепи и разделим на общий вес железа, то получим удельную цену $p_{ж}$, стоящую в уравнении (265).

Отношение $\frac{p_м}{p_{ж}}$ при том же сорте железа становится тем больше, чем тоньше провод высоковольтной обмотки. Для стандартного трансформатора при железе толщиной 0,35 mm с потерями 1,3 W/kg или толщиной 0,5 mm и потерями 1,5 W/kg при диаметре провода высоковольтной обмотки 1 mm $\lesssim d_в$:

$$\frac{p_м}{p_{ж}} \approx 2 \div 2{,}5 \qquad (266a)$$

при диаметре 0,5 mm $\lessapprox d_в \lessapprox$ 1 mm:

$$\frac{p_м}{p_ж} \approx 2{,}5 \div 3. \qquad (266b)$$

Для еще более тонкого провода отношение $\frac{p_м}{p_ж}$ растет выше 3.

Диаметр провода $d_в \approx$ 1 mm и выше берется для стандартных трансформаторов мощностью 75—100 kVA до напряжения 20 kV, при мощности 50 kVA до 15 kV, при 30 kVA до 10 kV и при 20 kVA до 5 kV.

При диаметре провода в пределах 0,5 mm $\lessapprox d_в \lessapprox$ 1 mm можно выполнять трансформаторы мощностью 5 kVA до напряжения 10 kV и все остальные — до 20 kV.

Точное значение отношения $\frac{p_м}{p_ж}$ может быть получено на основании заводской калькуляции стоимости работы по намотке катушек с различными проводниками и стоимости штамповки и сборки магнитной цепи.

Так как в каждом случае может получиться некоторое различие в принятых и точно подсчитанных значениях отношений $\frac{p_м}{p_ж}$, то не имеет никакого смысла проектировать трансформатор для точного минимума по уравнению (265). Достаточно бывает ограничиться тем, чтобы не слишком сильно отклониться от минимума определяемого по уравнению (265).

с) Электромагнитные нагрузки. Наивыгоднейшее значение индукции получается из расчета трансформатора возможно малой стоимости, как это показано было в разделе 6. Однако наибольшее допустимое значение индукции у малых трансформаторов ограничивается допустимым относительным намагничивающим током у всех трансформаторов высшими гармониками намагничивающего тока и гудением трансформатора. Индукции в сердечниках лежат обычно у трансформаторов с частотой 50 Hz и высоколегированным железом в следующих пределах:

$$10\,000 \text{ G} \lessapprox B \lessapprox 14\,000 \text{ G}. \qquad (267)$$

Малые значения берутся для малых трансформаторов с большими относительными потерями в железе. С ростом удельных потерь применяемого железа наивыгоднейшее значение индукции падает очень быстро, значительно ниже 10 000 G. Большие значения индукции могут применяться у трансформаторов с частотой $16\frac{2}{3}$ Hz, причем железо должно особенно тщательно и с большим давлением прессоваться с целью уничтожить гудение трансформаторов. Менее приходится опасаться относительного намагничивающего тока (если не увеличивать индукции), так как он согласно уравнению (63) пропорционален частоте и относительным железным потерям и, следовательно, с уменьшением частоты падает. Большей частью для низких частот употребляется

обыкновенное динамное железо. Индукция в сердечнике может доходить при этом до 17 000 G. В таком случае трансформатор должен приключаться на сеть при помощи пускового сопротивления (см. гл. A, 9,b).

Плотность тока при данной магнитной цепи определяется по заданным потерям в железе и потерям в обмотке. Как правило, при медных обмотках и воздушном охлаждении

$$1{,}2\ \text{A/mm}^2 \lessapprox j \lessapprox \text{A/mm}^2 \qquad (268a)$$

у масляных трансформаторов малой и средней мощности (до 100 kVA)

$$1{,}6\ \text{A/mm}^2 \lessapprox j \lessapprox 3\ \text{A/mm}^2. \qquad (268b)$$

У больших масляных трансформаторов с искусственным охлаждением плотность тока может браться больше; при применении голой меди она может быть около 4 A/mm² и даже выше.

Сила тока на единицу длины цилиндрической обмотки (линейная нагрузка) $A = \frac{\theta_в}{b}$ у стандартных трансформаторов

$$80\ \text{A/cm} \lessapprox A \lessapprox 260\ \text{A/cm}, \qquad (269)$$

причем нижняя граница для самых малых (5 kVA) трансформаторов (5 kVA), верхняя для наибольших 100 kVA [ср. также (270c)]. С увеличением мощности A растет, доходя при искусственном охлаждении до 1 000 A/cm.

О трансформаторах с обмотками не из меди, а из других металлов см. Л. 160.

5. СВЯЗЬ МЕЖДУ ОСНОВНЫМИ ВЕЛИЧИНАМИ ТРАНСФОРМАТОРА

В п. „a“ этого раздела мы рассмотрим влияние увеличения линейных размеров трансформатора на важнейшие его характеристики и выясним связь их с мощностью трансформатора. В п. „b“ мы сопоставим ряд уравнений, которые позволяют установить влияние частичных изменений трансформатора на его характеристики. По этим уравнениям мы произведем расчет трансформатора в п. 6.

a) Влияние увеличения линейных размеров трансформатора. Мы будем полагать, что индукция в железе, плотность тока в обмотках и частота все время остаются неизменными. Величины основного трансформатора, с которым мы будем сравнивать величины изменяющегося трансформатора, будем обозначать индексом 0.

При n-кратном увеличении линейных размеров площадь сечения сердечника растет в n^2 раз. Следовательно, поток в сердечнике измененного трансформатора будет равен

$$\Phi = n^2 \Phi_0. \qquad (270a)$$

Также растут ампервитки обмоток при номинальной работе

$$\theta_{ном} = n^2 \theta_{ном\,0}. \qquad (270b)$$

Сила тока на единицу длины пропорциональна отношению ампервитков к аксиальной высоте обмотки, следовательно,

$$A = nA_0. \qquad (270c)$$

Произведение $\Phi\theta_{ном}$ пропорционально мощности; если положим число витков неизменным, то напряжение пропорционально потоку Φ и ток — ампервиткам $\theta_{ном}$. Следовательно, мощность

$$P = n^4 P_0. \qquad (270)$$

Ампервитки, требуемые для намагничения при той же индукции в сердечнике, пропорциональны длине пути

$$\theta_\mu = n\theta_{\mu 0}. \qquad (270d)$$

Потери в железе $Q_{ж}$ и потери в обмотках $Q_{обм}$ при постоянных магнитной и электрической нагрузках пропорциональны объему, следовательно,

$$Q_{ж} = n^3 Q_{ж0}, \qquad (271a)$$

$$Q_{обм} = n^3 Q_{обм0}. \qquad (271b)$$

Кажущаяся мощность поля рассеяния равна

$$Q_r = wL_\sigma I^2_{ном} = \omega \Lambda \theta^2_{ном}, \qquad (272a)$$

где Λ — соответствующее индуктивности рассеяния идеальное значение проводимости пути рассеяния. При n-кратном увеличении линейных размеров

$$\Lambda = n\Lambda_0. \qquad (272b)$$

На основании этого и по уравнениям (272a) и (272b)

$$Q_r = n^5 Q_{в0}. \qquad (271c)$$

Теперь мы выразим важнейшие относительные величины трансформатора через кратность изменения линейных размеров и отношение мощности $\frac{P}{P_0}$. Относительный намагничивающий ток

$$\mu = \frac{\theta_\mu}{\theta_{ном}} = \frac{1}{n} \cdot \mu_0 = \frac{\mu_0}{\sqrt[4]{\frac{P}{P_0}}}, \qquad (273a)$$

относительные потери в железе

$$V_{ж} = \frac{Q_{ж}}{P} = \frac{1}{n} \cdot V_{ж0} = \frac{V_{ж0}}{\sqrt[4]{\frac{P}{P_0}}} \qquad (273b)$$

и активная составляющая относительного номинального напряжения короткого замыкания

$$\varepsilon = \frac{Q_м}{P} = \frac{1}{n} \cdot \varepsilon_{a0} = \frac{\varepsilon_{aэ}}{\sqrt[4]{\frac{P}{P_0}}}. \qquad (273c)$$

Эти три величины меняются обратно пропорционально увеличению линейных размеров трансформатора или обратно пропорционально корню четвертой степени из увеличения мощности. Так как относительные потери в железе подчинены той же закономерности, как и относительные потери в меди уравнений (271a) и (271b), то относительные общие потери падают с увеличением линейных размеров (или соответственно мощности), так же как и все три величины в уравнениях (273a), (273b) и (273c).

Реактивная составляющая относительного номинального напряжения короткого замыкания

$$\varepsilon_r = \frac{Q_r}{P} = n\varepsilon_{r_0} = \sqrt[4]{\frac{P}{P_0}} \cdot \varepsilon_{r_0}, \tag{273d}$$

т. е. эта составляющая номинального напряжения короткого замыкания растет пропорционально линейному увеличению трансформатора или пропорционально корню четвертой степени из отношения мощностей. Отношение между активной и реактивной составляющими относительного номинального напряжения короткого замыкания равно

$$\frac{\varepsilon_a}{\varepsilon_r} = \frac{1}{n^2}\frac{\varepsilon_{a_0}}{\varepsilon_{r_0}} = \sqrt{\frac{P_0}{P}}\,\frac{\varepsilon_{a_0}}{\varepsilon_{r_0}}, \tag{273e}$$

т. е. оно обратно пропорционально квадратному корню из мощности.

Выведенные здесь закономерности предполагают, отмечаем это еще раз, одинаковые магнитные нагрузки в железе и одинаковые плотности тока в обмотках, а также n-кратное увеличение расстояния между высоковольтной и низковольтной обмотками. Эти условия, особенно последнее, в действительности не соблюдаются точно, отклонение от них обусловлено влиянием рода охлаждения, высотой напряжения высоковольтной обмотки и заданным номинальным напряжением короткого замыкания. Поэтому установленные здесь закономерности в практических случаях могут нарушаться.

b) **Влияние частичного изменения размеров**. Предположим, что мы имеем проект трансформатора для данной мощности, напряжения и частоты, причем легко соблюдаемые требования относительно заданных потерь в железе и потерь в обмотке выполнены (см. пп. 1,b и 2,d), но напряжение короткого замыкания отклоняется от предписанного значения, а окно трансформатора или слишком велико, или слишком тесно.

Мы исследуем влияние λ-кратного увеличения (или уменьшения) длины сердечника и ι-кратного изменения длины ярма:

$$L'_c = \lambda L_c, \tag{274a}$$

$$L'_я = \iota L_я. \tag{274b}$$

Для однофазного (фиг. 3,*a*) и несимметричного трехфазного стержневого трансформаторов (фиг. 19) (ср. гл. 1,b) имеем:

для однофазного

$$\frac{L'_{ж}}{L_{ж}} = \frac{\lambda L_c + \iota L_я}{L_c + L_я}; \tag{275a}$$

для трехфазного

$$\frac{L'_{ж}}{L_{ж}} = \frac{3\lambda L_c + 2\iota L_я}{3L_c + 2L_я}. \qquad (275b)$$

При постоянстве заданных потерь в железе необходимо, чтобы

$$B'^2 L'_{ж} = B^2 L_{ж}, \qquad (276a)$$

$$\frac{B'}{B} = \sqrt{\frac{L_{ж}}{L'_{ж}}}. \qquad (276b)$$

При заданной э. д. с. необходимо, чтобы

$$B'w' = Bw, \qquad (277a)$$

$$\frac{w'}{w} = \sqrt{\frac{L'_{ж}}{L_{ж}}}, \qquad (277b)$$

где w и w' — числа витков обмоток высшего или низшего напряжения. При постоянстве мощности должно быть

$$B'w'q'j' = Bwqj, \qquad (278a)$$

$$q'j' = qj, \qquad (278b)$$

где q — поперечное сечение провода одной из обмоток и J — плотность тока.

Так как потери в обмотке правильно определены уже в первом расчете, то

$$l'_{ср} w' q' j'^2 = l_{ср} w q j^2 \qquad (279a)$$

или

$$l'_{ср} w' j' = l_{ср} w j, \qquad (279b)$$

где $l_{ср}$ — средняя длина витков высоковольтной и низковольтной обмоток. Из приведенных выше равенств получаем отношения плотностей тока поперечных сечений проводов и общих сечений металла обмоток

$$\frac{j'}{j} = \frac{l_{ср}}{l'_{ср}} \sqrt{\frac{L_{ж}}{L'_{ж}}}, \qquad (279c)$$

$$\frac{q'}{q} = \frac{l'_{ср}}{l_{ср}} \sqrt{\frac{L'_{ж}}{L_{ж}}} \approx \sqrt{\frac{L'_{ж}}{L_{ж}}}, \qquad (279d)$$

$$\frac{w'q'}{wq} = \frac{l'_{ср}}{l_{ср}} \frac{L'_{ж}}{L_{ж}}. \qquad (279e)$$

Если мы обозначим через c (см. фиг. 218, *а*) ширину сердечника в плоскости, в которой лежат оси сердечников, т. е. в направлении длины ярма, то отношение площадей окна при однофазном стержневом трансформаторе будет равно

$$\frac{F'}{F} = \frac{L'_c\,(L'_я - 2c)}{L_c\,(L_я - 2c)} = \frac{\lambda\,(\iota L_я - 2c)}{L_я - 2c} \qquad (280a)$$

и при трехфазном

$$\frac{F'}{F}=\frac{\lambda\,(\iota L_я-3c)}{L_я-3c}. \qquad (280b)$$

Возьмем отношения

$$\varphi=\frac{\frac{F'}{w'q'}}{\frac{F}{wq}}=\frac{l_{ср}}{l'_{ср}}\frac{L_{ж}}{L'_{ж}}\,\frac{\lambda\,(\iota L_я-2c)}{L_я-2c}\approx\frac{L_{ж}}{L'_{ж}}\,\frac{\lambda\,(\iota L_я-2c)}{L_я-2c} \qquad (281a)$$

для однофазного трансформатора и

$$\varphi=\frac{\frac{F'}{w'q'}}{\frac{F}{wq}}=\frac{l_{ср}}{l'_{ср}}\frac{L_{ж}}{L'_{ж}}\,\frac{\lambda\,(\iota L_я-3c)}{L_я-3c}\approx\frac{L_{ж}}{L'_{ж}}\,\frac{\lambda\,(\iota L_я-3c)}{L_я-3c} \qquad (281b)$$

для трехфазного трансформатора.

И они показывают, во сколько раз сечение окна, отнесенное к общему сечению проводов обмотки, при новом измененном расчете больше (или меньше), чем в первом расчете.

Мы можем получить также отношение напряжений рассеяния, например для цилиндрической обмотки [см. уравнение (81)]:

$$\sigma=\frac{\varepsilon'_r}{\varepsilon_r}=\left(\frac{w'}{w}\right)^2\frac{U'_б}{U_б}\,\frac{3\delta+a'_н+a'_в}{3\delta+a_н+a_в}\,\frac{b}{b'}, \qquad (282a)$$

где $a_н$ и $a_в$ — ширина обмоток низшего и высшего напряжений, δ — расстояние между ними и b — высота катушки. С достаточной точностью можно принять

$$\frac{2wq}{(3\delta+a_н+a_в)b}\approx\frac{2w'q'}{(3\delta+a'_н+a'_в)b'}. \qquad (282b)$$

Если положим, кроме того, что

$$\frac{b'}{b}\approx\frac{L'_c}{L_c}=\lambda, \qquad (282c)$$

то получим согласно уравнениям (277b) и (279e)

$$\sigma\approx\left(\frac{1}{\lambda}\,\frac{L'_{ж}}{L_{ж}}\right)^2\cdot\frac{l'_{ср}}{l_{ср}}\,\frac{U'_б}{U_б} \qquad (282')$$

и также, достаточно точно,

$$\sigma\approx\left(\frac{1}{\lambda}\,\frac{L'_{ж}}{L_{ж}}\right)^2. \qquad (282)$$

В соответствии с нашей постановкой задачи мы при расчете поступаем следующим образом:

Пусть заданы мощность, напряжение, частота, потери в железе $Q_{ж}$ потери в обмотке $Q_{к.\,ном}$ и относительное номинальное напряжение короткого замыкания $\varepsilon_{к.\,ном}$. Выбрав поперечное сечение сердечника по разделу I,a, отношение $\frac{L_я}{L_c}$ и индукцию в сердечнике B, проектируют магнитную цепь согласно разделу I,b.

Затем выбрав отношение $\frac{J_в}{J_н}$ по разделу 2, проектируют обмотку, не учитывая номинального напряжения короткого замыкания так, что общие потери в обмотке принимают заданное значение (раздел 2,d) и высота окна хорошо используется. При этом обычно получается, что ширина окна или слишком мала, или слишком велика, так же как и расстояние между катушками различных сердечников (при известных условиях оно может получиться даже отрицательным). Если обозначим через Δ величину, на которую ширина окна больше или меньше требуемой, то получим отношение площади окна, определяемой первым расчетом, к площади имеющегося: для однофазных трансформаторов

$$\frac{L_я - 2c \pm \Delta}{L_я - 2c}$$

и для трехфазных

$$\frac{L_я - 3c \pm 2\Delta}{L_я - 3c}.$$

Это отношение служит мерой того, как должно изменяться использование окна при правильном размещении в нем обмотки. Поэтому с достаточной точностью это отношение может быть использовано в новом расчете, при котором меняется окно и сечение обмотки, для определения величины φ в уравнениях (281a) и (281b).

Мы можем, следовательно, считать

$$\frac{L_я - 2c \pm \Delta}{L_я - 2c} \approx \varphi \tag{283a}$$

или

$$\frac{L_я - 3c \pm 2\Delta}{L_я - 3c} \approx \varphi. \tag{283b}$$

Равным образом полученное при первом расчете ε_r вообще может отличаться от заданного значения $\varepsilon_{r\ ном}$. Следовательно, появляется необходимость в соответствии с отношением

$$\frac{\varepsilon_{r\ ном}}{\varepsilon_r} = \sigma \tag{284}$$

увеличить (или уменьшить) относительное реактивное падение напряжения.

На основании полученных значений φ и σ и уравнений (275a) и (275b) мы можем определить λ и ι из уравнений (282) и (281a) и (281b). Тогда получим для однофазных трансформаторов

$$\lambda = \frac{\varphi \sqrt{\sigma}\,(L_я - 2c + 2c}{\sqrt{\sigma}\,(L_c + L_я) - L_c}, \tag{285a}$$

$$\iota = \frac{\varphi \sqrt{\sigma}\,(L_я - 2c) + 2c}{L_я} \tag{285b}$$

и для трехфазных

$$\lambda = 2\,\frac{\varphi\sqrt{\sigma}\,(L_я - 3c) + 3c}{\sqrt{\sigma}\,(3L_c + 2L_я) - 3L_c}, \tag{286a}$$

$$\iota = \frac{\varphi\sqrt{\sigma}\,(L_я - 3c) + 3c}{L_я}. \tag{286b}$$

Исходя из значений $L'_c = \lambda L_c$ и $L'_я = \iota L_я$, производится новый расчет. При этом магнитные нагрузки сердечника определяются уравнением (276b), а размер обмотки по уравнениям (277b) и (279d).

Этот второй расчет обыкновенно с достаточной точностью удовлетворяет всем заданным условиям при достаточно хорошем использовании окна трансформатора.

Вторичный перерасчет нового варианта бывает необходим только в тех случаях, когда первый вариант оказывается особенно неудачным.

6. ОБЩИЙ ХОД РАСЧЕТА

а) **Пример расчета.** В качестве примера мы рассмотрим расчет стандартного трансформатора 100 kVA, 20 kV. Чтобы по возможности ясно выразить влияние частичных изменений размеров, мы не будем округлять размеров железа и меди, так же как и числа витков, и будем принимать их такими, какими они получаются из расчета. Точно так же не будем учитывать очень незначительного влияния округления углов при прямоугольных проводах на площадь поперечного сечения. Так как в этом разделе указывается только ход расчета, то мы не будем рассматривать специальных концевых катушек с усиленной изоляцией и отводов для получения напряжения, отличающегося от номинального на $\pm 4\%$. Необходимое для них пространство должно учитываться достаточно большими расстояниями δ' и δ'' (фиг. 218, *а*).

Согласно DIN VDE 2600 потери холостого хода должны составлять 700 W, потери в обмотке при группе A_2 — 2,1% от номинальной мощности и относительное номинальное напряжение короткого замыкания — 3,8% от номинального напряжения. Потерями в обмотке при холостом ходе пренебрегаем. Следовательно, трансформатор рассчитывается для

$$Q_{ж} = 700\ \text{W}, \tag{287a}$$

$$Q_{м} = 1\,000 \cdot 2{,}1 = 2\,100\ \text{W}. \tag{287b}$$

По относительному номинальному напряжению короткого замыкания и относительным потерям в обмотке, которые равны активной составляющей относительного номинального напряжения короткого замыкания, получаем реактивную составляющую относительного номинального напряжения короткого замыкания

$$\varepsilon_{r\,ном} = \sqrt{\varepsilon^2_{к.ном} - \varepsilon^2_{а.ном}} = \frac{1}{100}\sqrt{3{,}8^2 - 2{,}1^2} = 0{,}0317. \tag{287c}$$

Главные размеры и магнитная цепь. По уравнению (235с) при $C = 6\ \text{cm}^2 \cdot J^{\frac{1}{2}}$ [уравнение (236)] получаем площадь поперечного сечения сердечника

$$q_c = 6\sqrt{\frac{100\,000}{3 \cdot 50}} = 155\ \text{cm}^2. \qquad (288a)$$

Возьмем высоколегированное железо толщиной 0,35 mm с потерями $V_{10} = 1{,}35$ W/kg и индукцией в сердечнике $B_c = 12\,000$ G. Добавочные потери в железе и потери в масляном баке мы выразим увеличением потерь в железе на 20%.

Следовательно, принимаем

$$V_{10} = \varkappa = 1{,}2 \cdot 1{,}35 = 1{,}62\ \text{W/kg}. \qquad (288b)$$

По уравнению (237) ($s = 7{,}6$ g/cm³) получаем общую длину железа

$$L_{ж} = 255\ \text{cm}. \qquad (288c)$$

Если примем $j = \frac{L_я}{L_c} = 1{,}6$ (намеренно преувеличенное, чтобы при первом расчете не получить примерно правильных размеров) и одинаковые площади сечений ярем и сердечников, то по уравнению (238b) получим

$$L_c = 411\ \text{mm}, \qquad (288d)$$

$$L_я = 659\ \text{mm}. \qquad (288e)$$

Возьмем сечение сердечника по фиг. 151, *a*. Примем отношение площади поперечного сечения железа к площади описанного круга $f_{ж} = 0{,}677$ и получим (фиг. 218, *a*)

$$d_c = \sqrt{\frac{4q_c}{\pi f_{ж}}} = 171\ \text{mm}, \qquad (288f)$$

$$c = 0{,}851 d_к = 145{,}5\ \text{mm}. \qquad (288g)$$

Если примем $\delta_н = 4$ mm, то внутренний диаметр обмотки низковольтной обмотки будет равен

$$d = 179\ \text{mm}. \qquad (288h)$$

Расстояние между низковольтной и высоковольтной обмотками возьмем согласно табл. 12 $\delta = 12$ mm.

Высоту обмоток примем одинаковой. При $\delta' = 2{,}5\ \delta = 30$ mm получаем

$$b = L_c - 2\delta' = 351\ \text{mm}. \qquad (288i)$$

Поток в сердечнике

$$\Phi = q_c B_c = 186 \cdot 10^4\ \text{M}. \qquad (288k)$$

Обмотка низшего напряжения. Число витков при группе A_2 ($U_н = 231$ V)

$$w_н = \frac{U_н}{\sqrt{3} \cdot 4{,}44 f \Phi} = 32{,}3. \qquad (289a)$$

Учитывая возможность соединения в зигзаг, мы должны расположить обмотку в два слоя, которые в случае группы A_2 соединяются параллельно [1]). Ток в обмотке низшего напряжения

$$I_н = \frac{100\,000}{\sqrt{3} \cdot 231} = 250 \text{ A}. \tag{289b}$$

Если примем $a_н = 10$ mm и $a_в = 30$ mm, то длины витков $l_{ср.\,н} = 0{,}594$ m и $l_{ср.\,в} = 0{,}796$ m. Наименьший расход меди на обмотку получаем согласно разделу 2,c при равенстве плотностей тока в низковольтной и высоковольтной обмотках. Предусматривая переключение с группы A_2 на группу C_3, получим по уравнению (256b) при $\rho_н = 0{,}023\,\Omega$ mm²/m

$$2q_н = \frac{3 \cdot 0{,}023 \cdot 32{,}3 \cdot 250^2}{2\,100}(0{,}594 + 1{,}08 \cdot 0{,}796) = 96{,}4 \text{ mm}^2. \tag{289c}$$

Следовательно, сечение одного из параллельно соединенных проводов будет равно 48,2 mm². Пренебрегая намагничивающим током и считая, что линейные нагрузки одинаковы в низковольтной и высоковольтной обмотках, получаем осевые и радиальные размеры изолированного и голого проводников при изоляции толщиной 0,8 mm на обе стороны:

$$b'_н = \frac{b}{w_н} = 10{,}87 \text{ mm}, \tag{289d}$$

$$b_н = 10{,}07 \text{ mm}, \tag{289e}$$

$$h_н = \frac{q_н}{b_н} = 4{,}79 \text{ mm}, \tag{289f}$$

$$h'_н = 5{,}59. \tag{289g}$$

Между обоими слоями прокладываем слой бумаги в 1 mm, так что

$$a_н = 2 \cdot h'_н + 1 = 12{,}18 \text{ mm}. \tag{289h}$$

Обмотка высокого напряжения. Число полных катушек берем $\frac{20\,000}{\sqrt{3}} \cdot 1\,000 = 11{,}6 \approx 12$. Если примем толщину изолирующих шайб между обеими частями одной полной катушки в 1 mm и между каждыми двумя полными катушками (фиг. 218, *a*) в 2 mm, то общая толщина изолирующих шайб $12 \cdot 1 + 11 \cdot 2 = 34$ mm. Если сочтем общую толщину на обвязку катушек 10 mm, то общая высота проводов обмотки будет

$$b' = b - 44 = 307 \text{ mm}. \tag{290a}$$

Число витков для нормальной ступени

$$w_в = \frac{20\,000}{231} w_н = 2\,800. \tag{290b}$$

[1]) Такое соединение обычно не рекомендуется из-за неодинакового распределения пиков между параллельными ветвями. Во избежание этого слои должны быть транспонированы. *Ред.*

Частичная катушка имеет, следовательно,

$$\frac{1{,}04 \cdot 2\,800}{24} = 121{,}3 \qquad (290c)$$

витка (регулировочные и концевые катушки имеют вообще иное число витков, чем остальные катушки).

Ток в высоковольтной обмотке (током холостого хода пренебрегаем) равен

$$I_в = 2{,}89 \text{ A}. \qquad (290d)$$

По уравнению (256a) ($\rho_в = 0{,}023\,\Omega$ mm²/m) круглый провод при изоляции толщиной 0,22 mm на обе стороны имеет

$$q_в = 1{,}035 \text{ mm}^2, \qquad (290e)$$

$$d_в = 1{,}148 \text{ mm}, \qquad (290f)$$

$$d'_в = 1{,}368 \text{ mm}. \qquad (290g)$$

Число витков одного слоя в среднем

$$\frac{b'}{24 \cdot d'_в} - 1 = 9{,}35 - 1 = 8{,}35. \qquad (290h)$$

Мы должны брать это дробное число витков, так как каждая катушка состоит из большого числа слоев, а кроме того, выравнивание может выполняться посредством специальных концевых и регулировочных катушек.

Число слоев равно

$$\frac{121{,}3}{8{,}35} = 14{,}54. \qquad (290i)$$

Ширина катушки при бумажной изоляции между слоями в 0,1 mm равна

$$a_в = 14{,}54 \cdot d'_в + 14 \cdot 0{,}1 = 21{,}27 \text{ mm}. \qquad (290k)$$

Проверка. Мы можем теперь подсчитать потери в обмотке. В низковольтной обмотке мы должны учесть вытеснение тока. Оба параллельно соединенных слоя до некоторой степени подобны проводу с высотой $h = a_н - 0{,}8 = 11{,}38$ mm. По уравнению (95a) $\alpha = 0{,}865$ cm^{-1} и по уравнению (95) $\xi = 0{,}983$. Тогда по уравнению (97a) ($m = 1$) $k_н = 1{,}083$. Средние длины витков $l_{ср.\,н} = 0{,}602$ m, $l_{ср.\,в} = 0{,}780$ m и потери в обмотке

$$Q_н = 942 \text{ W}, \qquad (291a)$$

$$Q_в = 1\,215 \text{ W}, \qquad (291b)$$

$$Q_м = 2\,157 \text{ W}, \qquad (291c)$$

следовательно, только на 2,7% больше заданных.

При практическом выполнении мы можем учесть это отклонение, округляя поперечное сечение провода.

Мы подсчитаем еще ширину окна и реактивную составляющую номинального напряжения короткого замыкания. Если возьмем (фиг. 218, *a*) $\delta'' = 3 \cdot \delta = 36$ mm, то требуемая ширина окна будет равна

$$d - c + 2(a_н + \delta + a_в) + \delta'' = 160{,}4 \text{ mm}, \tag{291d}$$

в то время как располагаемая ширина окна равна

$$\frac{L_я - 3c}{2} = 110{,}7 \text{ mm}. \tag{291e}$$

Следовательно, площадь окна недостаточна, и по уравнению (283b)

$$\varphi = \frac{160{,}4}{110{,}7} = 1{,}44. \tag{291f}$$

При $a_1 \approx a_в$ и $a_2 \approx a_н$ [1]) по уравнению (81a) средняя длина витка для расчета поля рассеяния будет равна

$$l_{ср} \approx \frac{\pi}{1\,000}\left(179 + 12 + \frac{21{,}27 + 3 \cdot 12{,}18}{2}\right) = 0{,}689 \text{ m}. \tag{291g}$$

По уравнению (86b) величина, пропорциональная проводимости поля рассеяния, будет равна

$$\Lambda' \approx \frac{0{,}4 \cdot 68{,}9}{35{,}1}(1{,}2 + 1{,}115) \cdot 10^8 = 1{,}82 \cdot 10^8. \tag{291h}$$

По уравнению (86) получаем реактивную составляющую напряжения короткого замыкания при номинальном токе

$$\varepsilon_r = \frac{100\,000}{3 \cdot 50 \cdot 186^2} 1{,}82 = 0{,}0350. \tag{291i}$$

Следовательно, по уравнению (284)

$$\sigma = \frac{\varepsilon_{r\ ном}}{\varepsilon_r} = \frac{0{,}0317}{0{,}0350} = 0{,}906; \tag{291k}$$

$$\sqrt{\sigma} = 0{,}952. \tag{291l}$$

Пересчет. По значениям φ и σ получаем по уравнениям (286a) и (286b) коэфициенты увеличения для сердечника и ярма при новом расчете

$$\lambda = 2\frac{1{,}44 \cdot 0{,}952(659 - 436{,}5) + 436{,}5}{0{,}952(1\,233 + 1\,318) - 1\,233} = \frac{2 \cdot 741}{1\,186} = 1{,}245, \tag{292a}$$

$$\iota = \frac{741}{659} = 1{,}125. \tag{292b}$$

---

[1]) Строго говоря, мы должны подставлять в уравнения (81a) и (86b) для δ расстояние между медью низковольтной и высоковольтной обмоток, следовательно, $\delta = 1{,}2 + 0{,}04 + 0{,}011 = 1{,}251$ cm, а для a_1 и a_2 размер между краями меди каждой из обмоток, следовательно, $a_1 = a_в - 0{,}022 = 2{,}105$ cm и $a_2 = a_н - 0{,}08 = 1{,}138$ cm. Влияние изоляции проводов на Λ' так незначительно, что мы можем считать $a_1 \approx a_в$ и $a_2 \approx a_н$, Λ' при этом получается только на 0,45% меньше.

Следовательно, $L'_c = 1{,}245 \cdot 411 = 510$ mm, (292c)

$$L'_я = 1{,}125 \cdot 659 = 742 \text{ mm}, \quad (292d)$$

$$L'_{ж} = 301{,}4 \text{ cm}, \quad (292e)$$

$$\sqrt{\frac{L'_{ж}}{L_{ж}}} = 1{,}087. \quad (292f)$$

Чтобы потери в железе имели заданную величину, индукция в сердечнике согласно уравнению (276b) должна быть равна

$$B_e = \frac{12\,000}{1{,}087} = 11\,050 \text{ G}. \quad (292g)$$

Располагаемая высота обмотки

$$b = 510 - 60 = 450 \text{ mm}. \quad (292h)$$

Обмотка низшего напряжения. По уравнениям (277b) и (279d)

$$w_н = 1{,}087 \cdot 32{,}3 = 35{,}1, \quad (293a)$$

$$q_н = 1{,}087 \cdot 48{,}2 = 52{,}4 \text{ mm}^2. \quad (293b)$$

Следовательно, $b'_н = \frac{450}{35{,}1} = 12{,}82$ mm, (293c)

$$b_н = 12{,}02 \text{ mm}, \quad (293d)$$

$$h_н = \frac{52{,}4}{12{,}02} = 4{,}36 \text{ mm}, \quad (293e)$$

$$h'_н = 5{,}16 \text{ mm}, \quad (293f)$$

$$a_н = 2 \cdot 5{,}16 + 1 = 11{,}32. \quad (293g)$$

Обмотка высшего напряжения. Число витков для нормальной ступени

$$w_в = \frac{20\,000}{231} w_н = 3\,040. \quad (294a)$$

Среднее число витков частичной катушки

$$\frac{1{,}04 \cdot 3\,040}{24} = 131{,}8. \quad (294b)$$

По уравнению (279d) $q_в = 1{,}125$ mm², (294c)

$$d_в = 1{,}198 \text{ mm}, \quad (294d)$$

$$d'_в = 1{,}418, \quad (294e)$$

далее, $b' = 450 - 44 = 406$ mm. (294f)

Число витков одного слоя

$$\frac{406}{24 \cdot 1{,}418} - 1 = 10{,}92. \quad (294g)$$

Число слоев равно

$$\frac{131{,}8}{10{,}92} = 12{,}07 \quad (294h)$$

и

$$a_e = 12 \cdot 1{,}418 + 12 \cdot 0{,}1 = 18{,}31 \text{ mm}. \quad (294i)$$

Проверка. При новом расчете

$$l_{ср.н}=0{,}598\ \mathrm{m},\quad l_{ср.в}=0{,}766\ \mathrm{mm},\quad k_н=1{,}063.$$

Потери в обмотке:

$$Q_н=919,\quad Q_в=1\,193,\quad Q_м=2112\ \mathrm{W},$$

следовательно, только на 0,6% больше заданных потерь.

Требуемая ширина окна равна

$$33{,}5+2\,(11{,}32+12+18{,}31)+36=152{,}76\ \mathrm{mm},$$

располагаемая —

$$\frac{742-436{,}5}{2}=152{,}75\ \mathrm{mm}.$$

Следовательно, ширина окна использована вполне точно Величина Λ' при $U_б=0{,}683$:

$$\Lambda'=\frac{0{,}4\cdot 68{,}3}{45}\left(1{,}2+\frac{2{,}963}{3}\right)10^8=1{,}329\cdot 10^8$$

и реактивная составляющая напряжения короткого замыкания при номинальном токе

$$\varepsilon_r=\frac{100\,000}{3\cdot 50\cdot 171{,}1^2}\cdot 1{,}329=0{,}0303;$$

она на 4% меньше, чем реактивная составляющая заданного номинального напряжения короткого замыкания [уравнение (287с)]. Само номинальное напряжение короткого замыкания отклоняется от заданного значения еще меньше. Если учесть, что согласно DIN VDE 2600 для номинального напряжения короткого замыкания установлены допуски —20% и +10%, то мы будем считать, что трансформатор правильно спроектирован и в отношении номинального напряжения короткого замыкания.

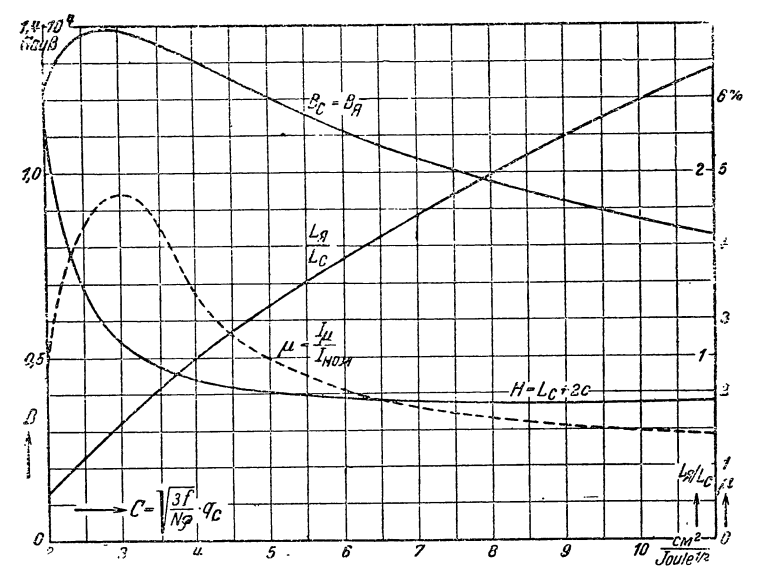
Следовательно, проект достаточно удовлетворяет заданным условиям и посредством округления размеров может быть дан окончательный вариант.

Расчета относительного намагничивающего тока мы не производим, так как он при индукции $B_c=11\,500$ G очень незначителен (около 2% от номинального тока).

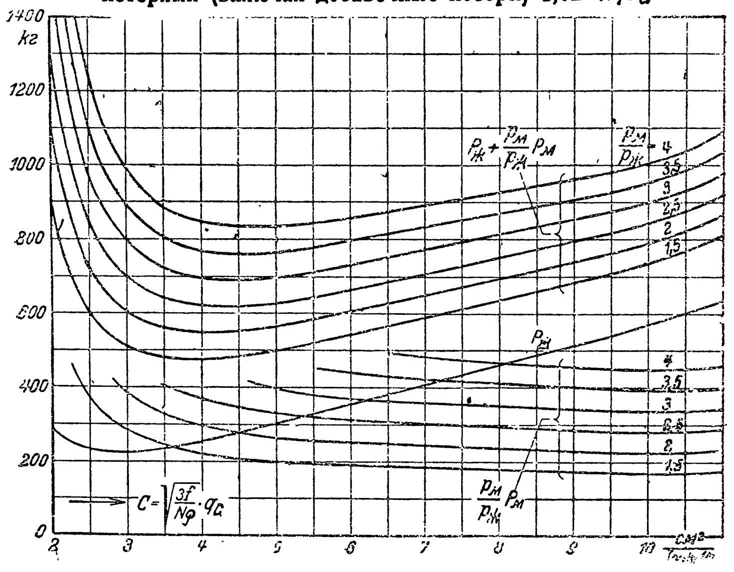
b) Наиболее дешевый трансформатор. Новый проект трансформатора, если мы не будем учитывать возможных допусков, является единственно возможным вариантом. Чтобы установить, является ли он также самым дешевым, необходимо произвести несколько расчетов с различными сечениями сердечника q_c [придаем другие значения C в уравнении (235с)] и определить минимум стоимости по уравнению (265).

Результат такого исследования для стандартного трансформатора мощностью 100 kVA и с высшим напряжением 20 kV представлен на фиг. 227 и 228 в виде кривых.

На фиг. 227 нанесены в функции от C индукция в сердечнике B_c, равная индукции в ярме, отношение $\frac{L_я}{L_c}$, общая высота $H=L_c+2c$ трансформатора и относительный намагничивающий ток для внешнего сердечника (пренебрегая при этом воздушным

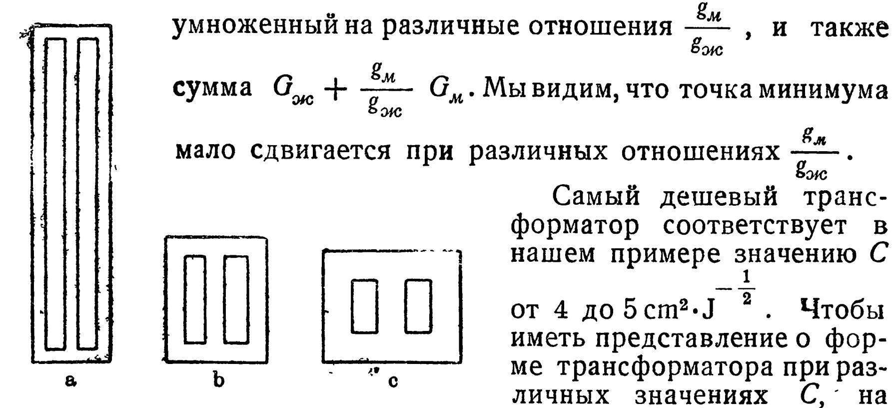


Фиг. 227. Индукция в сердечнике и в ярме $B_c = B_я$, отношение $L_я/L_c$ (фиг. 19), высота H (фиг. 28) и относительный намагничивающий ток μ стандартного трансформатора мощностью 100 kVA с высшим напряжением 20 kV как функции величины C, пропорциональной сечению сердечника q_c [уравнение (235с)]. Сечение крестообразной формы по фиг. 151, *а*, железо высоколегированное толщиной 0,35 mm с удельными потерями (включая добавочные потери) 1,62 W/kg



Фиг. 228. Активный вес железа $G_{ж}$, вес меди $G_м$, умноженный на различные отношения $\frac{g_м}{g_{ж}}$ и сумма $G_{ж} + \frac{g_к}{g_{ж}} G_м$ для определения минимума стоимости по уравнению (265) для стандартного трансформатора, для которого построены кривые фиг. 227.

зазором и отверстиями для болтов). На фиг. 228 представлены для того же самого трансформатора вес железа $G_{ж}$, вес меди $G_{м}$, умноженный на различные отношения $\frac{g_м}{g_ж}$, и также сумма $G_{ж} + \frac{g_м}{g_ж} G_м$. Мы видим, что точка минимума мало сдвигается при различных отношениях $\frac{g_м}{g_ж}$.



Фиг. 229. Магнитная система стандартного трансформатора, для которого построены кривые фиг. 127. a) $C = 2$, b) $C = 4$, c) $C = 10$ $cm^2 J^{-1/2}$; масштаб 1 : 50.

Самый дешевый трансформатор соответствует в нашем примере значению C от 4 до 5 $cm^2 \cdot J^{-\frac{1}{2}}$. Чтобы иметь представление о форме трансформатора при различных значениях C, на фиг. 229, *a*, *b* и *c* изображена магнитная система трансформатора при C, равном 2, 4 и 10 $cm^2 \cdot J^{-\frac{1}{2}}$.

Следует отметить, что ширина окна при изменении C меняется мало [1]) и что высота трансформатора имеет минимум при $C = 9$ $cm \cdot J^{-\frac{1}{2}}$. Сечение сердечника при $C = 9$, следовательно, опять увеличивает высоту.

При рассмотрении нанесенного на фиг. 227 намагничивающего тока необходимо учитывать, что при его подсчете мы пренебрегли воздушным зазором в магнитной цепи и уменьшением сечения железа отверстиями болтов (ср. гл. II, B, 2,b, т. II).

В действительности намагничивающий ток вследствие этого может быть значительно больше. Наконец, на фиг. 230 показано для трансформатора, у которого $C = 4$ $cm^2 \cdot J^{-\frac{1}{2}}$, изменение веса меди высоковольтной и низковольтной обмоток и их суммы при изменении отношения плотностей

Фиг. 230. Веса меди обмотки низшего напряжения $G_{мн}$, обмотки высшего напряжения $G_{мв}$ и общий вес меди $G_м$ стандартного трансформатора мощностью 110 kVA, напряжением 20 kV ($C = 4$ $cm^2 J^{-1/2}$) как функции плотности тока при соединении обмоток по группе A_2.

[1]) Изменение ширины окна приводит только к изменению отношения сечения меди к сечению всей обмотки, если это отношение принято постоянным, то по Б. Шварцу (B. Schwarz) [Л. 166] также получается постоянная ширина окна.

тока $\frac{j_в}{j_н}$, которое в вышеприведенных расчетах мы принимали равным 1,08. При этом предполагается, что обмотка низшего напряжения расположена в два слоя, как мы принимали в п. „а“. Эти кривые подтверждают правильность выводов, полученных в разделе 2, согласно которым отношение плотностей тока в высоковольтной и низковольтной обмотках не должно, как правило, значительно отличаться от единицы. Относительно благоприятных отношений плотностей тока и стандартных трансформаторов даны указания также в Л. 158.

СОКРАЩЕННЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ ЖУРНАЛОВ

AEG.	= Allgemeine Elektrizitäts-Gesellschaft.
AEG.-M.	= AEG.-Mitteilungen.
A. f. E.	= Archiv für Elektrotechnik.
BBC.	= Brown, Boveri & Cie., A.-G.
BBC.-M.	= BBC.-Mitteilungen, Baden (Schweiz).
Bergmann	= Bergmann-Erektrizitätswerke.
Bergmann-M.	= Bergmann-Mitteilungen.
Bull. S. E. V.	= Bulletin des Schweizerischen El. Vereins.
Diss	= Dissertation.
El.-W.	= Elektrizitätswirtschaft.
E. u. M.	= Elektrotechnik und Maschinenbau.
E. T. Z.	= Elektrotechnische Zeitschrift.
F.-Arb.	= Mitteilungen über Forschungsarbeiten des Vereins deutscher Ingenieure.
G. E. Rev.	= General Electric Review.
Helios	= Fachzeitschrift für die Elektrotechnik.
Helios Exp.	= Export-Zeitschrift für die Elektrotechnik.
Hochsp.-F.	= Hochspannungsforschung und Hochspannungspraxis (Biermanns & Mayr, Springer 1931).
J. A. I. E. E.	= Journal of the American Institute of electrical Engineers.
J. I. E. E.	= Journal of the Institution of electrical Engineers, London.
[L. . . .]	= laufende Nummer des Literaturverzeichnisses.
R. E. T.	= Regeln für die Bewertung und Prüfung von Transformatoren, V. D. E.
R. G. E.	= Revue générale de l'Electricité.
S.-Jahrb.	= Siemens-Jahrbuch.
SSW.	= Siemens-Schuckertwerke, A.-G.
SW.	= Sachsenwerk, Licht- und Kraft A.-G.
SW.-M.	= Sachsenwerk-Mitteilungen.
S.-Z.	= Siemens-Zeitschrift.
Trans. A. I. E. E.	= Transactions of the American Institute of electrical Engineers.
V. D. E.	= Verband deutscher Elektrotechniker.
V. D. E.-Fachb.	= V. D. E.-Fachberichte.
W. V. Siemens	= Wissenschaftliche Veröffentlichungen des Siemens-Konzerns.
Z. d. V.	= Zeitschrift des Vereins deutscher Ingenieure.
Z. f. angew. M.	= Zeitschrift für angewandte Mathematik und Mechanik.

УКАЗАТЕЛЬ ЛИТЕРАТУРЫ

(Сокращенные обозначения приведены на стр. 285).

№	Автор	Заглавие статьи или книги	Журнал или издательство	Главы
1	Vidmar	Zusätzliche Magnetisierungsströme des dreiphas. Transformators	E. u. M. 1931, S. 61	A
2	Knauer	Zusätzliche Magnetisierungsströme	E. u. M. 1931, S. 66	
3	Hueter	Über Oberwellen in Hochspannungsnetzen	El.-W. 1931, S. 185	
4	Boyajian	Oberwellenresonanz in Transformatoren	G. E. Rev. 1926, S. 175	
5	Boucherot u. Fallou	Spannungserhöhung durch Oberwellen in Magnetisierungsströmen	R. G. E. 1924, Bd. 15, S. 979	
6	Biermanns	Die Spannungskurve großer Hochspannungsnetze	E. T. Z. 1915, S. 609	
7	Stein	Oberwellen in den Magnetisierungsströmen von Drehstromtransformatoren	E. T. Z. 1930, S. 1061	
8	Ollendorf	Studien über das Jochfeld von Transformatoren	W. V. Siemens 1928, Bd. 7, H. 1, S. 33	
9	Lacey u. Stubbings	Transformatorverluste durch die 3. Welle	Electrician 1915, Bd. 75, S. 874	
10	Stein	Flußverteilung u. zeitl. Verlauf d. Magnetisierungsströme in drei- und fünfschenkligen Transformatoren	E. T. Z. 1929, S. 1194	
11	Vidmar	Der fünfschenklige Eisenkern d. dreiphas. Großtransformators	A. f. E. 1931, Bd. 25, S. 359	
12	Bauch	Theorie des Drehstrom-Manteltransformators	W. V. Siemens 1921, Bd. 1, H 2, S. 7	
13	Wahlig	Der Leerlaufstrom der Netztransformatoren	El.-W. 1930, S. 168	
14	Schwaiger	Über Einschaltvorgänge in kapazitätsfreien Stromkreisen	E. u. M. 1909, S. 633	
15	Linke	Über Schaltvorgänge bei elektr. Maschinen und Apparaten	A. f. E. 1912, Bd. 1, S. 16	
16	Rogowski	Einschaltstromstoß und Vorkontaktwiderstand beim Transformator	A. f. E. 1912, Bd. 1, S. 344	
17	Ollendorf	Überströme beim Einschalten von Transformatoren	A. f. E. 1930, Bd. 22, S. 349	
18	Bödefeld	Streuungsrechnung und Feldbild in der Elektrotechnik	E. T. Z. 1931, S. 763	B
19	Rogowski	Über das Streufeld und den Streuinduktionskoeffizienten eines Transformators	F.-Arb. 1905, H. 28	
20	Stein	Potentialtheoretische Untersuchungen über Magnetfelder in Transformatoren und über ihre Streuinduktivität	Z. f. angew. M. 1929, S. 23	
21	Papin	Induktive Spannungsverluste bei Transformatoren	R. G. E. 1925, Bd. 17, Nr. 20	

№	Автор	Заглавие статьи или книги	Журнал или издательство	Главы
22	Kade	Kurzschlußspannung v. Transformatoren in Zickzackschaltung	E. T. Z. 1918, S. 513	
23	Nolen	Spannungsabfall in Transformatoren bei Zickzackschaltung	E. T. Z. 1920, S. 329	
23a	„	Zickzackgeschaltete Wicklungen zur Verkleinerung schädlicher Erdströme	E. u. M. 1931, S. 457	
24	Langrehr	Verteilung von Einphasenlasten	AEG.-M. 1932, S. 67	
25	Heiles	Über zusätzliche Verluste in Transformatoren	V. D. E. Fachb. 1929, S. 71	
26	„	Über zusätzliche Verluste in Transformatoren	Ersch. in E. T. Z. 1932	
27	Steidinger	Induktivität, Energie u. Stromkraft von Sammelschienen	A. f. E. 1909, Bd. 23, S. 153	B
28	Biermanns	Überströme in Hochspannungsanlagen	Springer, Berlin 1926	
29	Müllner	Stromkräfte in Transformatorwicklungen	E. u. M. 1924, S. 679	
30	Hak	Mechanische Beanspruchungen in Reaktanzspulen	E. u. M. 1924, S. 17	
31	„	Zur Berechnung von eisenlosen Drosselspulen und der zwischen koaxialen Spulen wirkenden Kräfte	E. T. Z. 1929, S. 193	
32	Clem	Mechanische Kräfte in Transformatoren	J. A. I. E. E. 1927, Bd. 46, S. 814	
33	Kübler	Das magnet. Gesamtfeld bei dreiphasigem Stoßkurzschluß von Drehstrommaschinen	E. T. Z. 1931, S. 628	
34	Grillet	Mechanische Deformation v. Transformatoren b. Netzkurzschlüssen	R. G. E. 1929, Bd. 26, S. 841	
35	Vidmar	Eine neue Stromkraftgefahr	A. f. E. 1928, Bd. 20, S. 180	
36	Rüdenberg	Elektrische Schaltvorgänge	Springer, Berlin 1923	
37	Bunet	Die Transformatoren	Baillière et fils, Paris 1923	
38	K. W. Wagner	Das Eindringen einer elektromagn. Welle in eine Spule mit Windungskapazität	E. u. M. W. 1925, S. 89	
39	„	Beanspruchung und Schutzwirkung von Spulen bei schnellen Ausgleichsvorgängen	E. T. Z. 1926, S. 425	
40	„	Wanderwellen-Schwingungen in Transformatoren	A. f. E. 1918, Bd. 6, S. 301	
41	Böhm	Rechn. und experiment. Untersuchung d. Einwirkung von Wanderwellenschwingungen	A. f. E. 1917, Bd. 5, S. 383	C
42	Rogowski	Spulen und Wanderwellen	A. f. E. 1918, Bd. 6, S. 265	
43	Blume u. Boyajian	Überspannungen in Transformatoren	Trans. A. I. E. E. 1919, Bd. 38, S. 577	
44	Тоже	I. Conférance internationale des grands réseaux éléctriques	Paris 1927	
45	Тоже	II Conférance internationale des grands réseaux éléctriques	Paris 1929	

№	Автор	Заглавие статьи или книги	Журнал или издательство	Главы
46	Krug	Über die Umbildung einer Wanderwelle beim Auflaufen auf eine Transformatorwicklung	Bull. S. E. V. 1931, Bd. 22, S. 277	
47	Biermanns	Sprungwellen- u. Stoßprüfung von Transformatoren	Hochsp.-E., S. 173	
48	Flegler	Spule und Wanderwelle	A. f. E. 1931, Bd. 25, S. 35	C
49	Bechtold	Das Verhalten von Prüftransformatoren hoher Eigenkapazität	A. f. E. 1930, Bd. 24, S. 833	
50	Hoduette	Uberspannungen in Transformatorwicklungen	J. A. I. E. E. 1929, Bd. 48, S. 829	
51	Willheim	Gewitterfestigkeit des Drehstromtransformators	E. u. M. 1932, S. 16	
52	Imhof	Ein verbessertes Diagramm zur Bestimmung des Spannungsabfalls	A. f. E. 1918, Bd. 7, S. 121	
52a	Vidmar	Die dreiphasige Transformation in Amerika u. Europa	E. T. Z. 1931, S. 1481 u. 1531	
53	Felsenberg	Kerntransformator in Stern-Sternschaltung in Zusammenarbeit mit Petersenspule	AEG.-M. 1931, S. 89	
54	Barkhausen	Zur Theorie des Transformators	E. T. Z. 1931, S. 1463	
55	Vidmar	Parallelbetrieb von Transformatoren	E. u. M. 1927, S. 457	D
56	Aemmer	Parallelbetrieb von Transformatoren mit ungleicher Kurzschlußspannung	Bull. S. E. V. 1927, Bd. 18, S. 139	
57	v. Zelewski	Beitrag zur Frage des einwandfreien Parallellaufs von Transformatoren	E. T. Z. 1928, S. 485	
58	Wirz	Zur Frage des Parallelschaltproblemes v. Transformatoren	E. u. M. 1928, S. 393 u. 427	
59	Baffrey-Wirz	Diskussion über Parallelbetrieb von Transformatoren	E. u. M. 1928, S. 919	
60	v. Zelewski	Parallelbetrieb v. Transformat.	E. T. Z. 1929, S. 1797	
61	Richter	Die Belastung von Transformatoren im Parallelbetrieb	E. u. M. 1931, S. 477	
62	Höpp	Mehrwicklungs - Transformator	E. u. M. 1928, S. 692	
63	Falk	Kurzschlußspannung in Transform. mit 3 Wicklungen	E. T. Z. 1928, S. 1209	
64	"	Kurzschlußspannung u. Spannungsabfall in Dreiwicklungs-Transformatoren	E. T. Z. 1929, S. 1231	
65	Genkin	Theorie d. Transformators mit drei Wicklungen	R. G. E. 1929, Bd. 26, S. 653	
66	Küchler	Die Kurzschlußfestigkeit von Spar- und Zusatztransformatoren	E. T. Z. 1926, S. 440	E
67	Vidmar	Über einen neuen Zweiphasen-Dreiphasen-Transformator	E. u. M. 1911, S. 487	
68	F. Stern	Zweiphasen-Dreiphasen-Strom	Helios Exp. 1911, S. 2199	
69	Vidmar	Eigenartige Schaltungen von Transformatoren	E. T. Z. 1918, S. 281	

№	Автор	Заглавие статьи или книги	Журнал или издательство	Главы
70	Sachs	Schaltung zur Umformung von Zwei- in Dreiphasenstrom	E. u. M. 1920, S. 105	E
71	Stokvis	Diagramm der Scottschen Schaltung	E. u. M. 1924, S. 705	
72	Pistoye	Scottsche Schaltung u. ähnliche	R. G. E. 1929, Bd. 25, S. 19	
73	Korisko	Spannungsabfälle des Zweiphasen-Dreiphasen-Transformators	E. u. M. 1930, S. 257	
74	Kornfeld	Einphasentransformator in Dreieck- und V-Schaltung	E. u. M. 1922, S. 593	
75	Vidmar	Zur Theorie der V-Schaltung	E. u. M. 1928, S. 1001	
76	Reiche	Schubtransformator zur stufenlosen Spannungsreglung	E. T. Z. 1927, S. 651	
77	Agres	Spannungsreglung mit Drehtransformatoren	J. I. E. E. 1931, Bd. 69, S. 1208	F
78	Erenyi	Parallelbetrieb von Drehtransformatoren	El.-W. 1928, S. 41	
79	Richter	Die Steuerung der elektrischen Güterzuglokomotive EG 506	E. T. Z. 1913, S. 867	
80	Groß	Über Ringnetze und die Beeinflussung ihrer Stromverteilung	E. u. M. 1931, S. 513	
81	Bölte	Umkehrung des Regelsinns bei Regeltransformatoren	Hochsp.-F., S. 67	
82	Palme	Vollastumschaltung für Transformatoranzapfungen	E. T. Z. 1927, S. 175	
83	Palme	Zwei 60 000-kVA-Transformatorgruppen mit Spannungsregelung	E. u. M. 1927, S. 282	
84	„	Unter Vollast umschaltbare Transformatoren	E. u. M. 1929, S. 65	
85	Böckmann	Die Spannungsreglung in Hochspannungsnetzen	Bergmann-M. 1930, S. 118	
86	Kornfeld	Neue Anordnungen zur Veränderung der Übersetzung von Mehrphasentransformatoren unter Vollast	E. u. M. 1930, S. 674	
87	Müthlein	Regeleinrichtungen für Hochspannungs-Transformatoren zum Schalten unter Last	E. T. Z. 1930, S. 1046	
88	Grob	Spannungsregulirg. m. Transformat. u. unter Last schaltbaren Stufentransformatoren	Bull. S. E. V. 1931, S. 2	
89	Hayn u. Müller	Regeltransformatoren	SW.-M. 1931, S. 67	
90	V. D. E.	Regeln für die Bewertung u. Prüfung von Transformatoren	V. D. E.-Verlag, 1930	G
91	Grünewald	Messung hoher Gleich- und Wechselspannungen	Z. d. V. 1931, S. 1449	
92	Möllinger	Wirkungsweise der Motorzähler und der Meßwandler	Springer, Berlin 1925	
93	Laubinger	Prüfung der Schaltung von Transformatoren	E. T. Z. 1921, S. 1223	
94	Thompson u. Walmsly	Beiträge zur Transformatorprüfung	J. I. E. E. 1926, Bd. 64, S. 505	
95	Dahl	Messung der Einzelstreuungen von Transformatoren	E. T. Z. 1925, S. 1918	

№	Автор	Заглавие статьи или книги	Журнал или издательство	Главы
96	Richter	Über zusätzliche Stromwärme	A. f. E. 1915, Bd. 3, S. 175	G
97	V. D. E.	Regeln für Spannungsmessungen mit d Kugelfunkenstrecke	Vorschriften des V. D. E.	
98	Heiles	Messung der Übersetzung von Drehstromtransformatoren	Ersch in E. T. Z. 1932	
99	Täuber-Gretler	Erwärmungsmessung während des Betriebes	Bull. S. E. V. 1932, S. 70	
100	—	Ein neuartiger Eisenkern für große Transformatoren	S.-Z. 1928, S. 289	H
101	G. Stern	Bau von Großtransformatoren	E. u. M. 1928, S. 685	
102	Orth	Der mechanische Aufbau der Bergmann-Transformatoren	Bergmann-M. 1929, S. 15	
103	A. C. Müller	Großtransformatoren	SW.-M. 1930, S. 51	
104	Thien	Die Eisenschlußsicherheit des Kernes u. dieKurzschlußsicherheit der Wicklung	E. u. M. 1925, S. 169	
105	Köchling	Konstruktionen im Transformatorbau	Hochsp.-F., S. 45	
106	Hundt	Isolation und Wicklungsaufbau der Großtransformatoren	Hochsp.-F., S. 25	
107	Palme	Neuzeitliche amerikanische Großtransformatoren	E. T. Z. 1924, S. 1240	
108	Kübler	Skizze über Fragen des Transformatorbaues	Bull. S. E. V. 1930, S. 456	
109	Charley	Fortschritte im Bau großer Transformatoren	J. I. E. E. 1931, Bd. 69, S. 1189	
110	Bergmeister	Aufbau moderner Transformatoren	El.-W. 1921, S. 453	
111	—	Die ersten 220-kV-Transformatoren der SSW.	S.-Jahrb. 1930, S. 139	
112	Vidmar	Die Transformatoren	Springer, Berlin 1925	
113	v. Rziha u. Seidener	Starkstromtechnik I	W. Ernst & Sohn, Berlin 1930, 7. Aufl.	
114	Albrecht	Ofentransformatoren	S.-Z. 1926. S 173 u. 227	
115	Rebhan	Die elektr. Festigkeit des ölimprägnierten Holzes	Bergmann-M. 1930, S. 109	
116	»	Stickstoff-Öl-Transformator	E. T. Z. 1923, S. 525	
117	Ahrberg u. Gaarz	Der Differentialschutz für Transformatoren	Helios 1927, S. 272	
118	Zipp	Buchholzschutz f. Transformat.	El.-W. 1927, Hr. 430/31	
119	v. Ratkovszky	Schutzeinrichtungen für Transformatoren	E. u. W. 1928, S. 729	
120	v. Wiarda u. Wilm	Neuzeitlicher Transformator-Schutz	E. T. Z. 1928, S. 88	
121	Miesner	Überspannungsschutzapparate in Niederspannungsanlagen	Helios 1931, S. 383	
122	Albrecht	Kühlmittel für Öltransformatoren	S.-Z. 1926, S. 354	I
123	Gewecke	Kühlung von Transformatoren	AEG.-M. 1928, S. 459	
124	Kitzing	Neue selbstkühlende Transformatoren kleiner und mittlerer Leistung	SW.-M. 1931, S. 29	
125	»	Kühlmittel für Öltransformatoren	S.-Z. 1931, S. 519	

№	Автор	Заглавие статьи или книги	Журнал или издательство	Главы
126	Hill	Öltransformatoren mit Luftkühlung	E. T. Z. 1928, S. 1085	
127	Kupper	Versuche mit natürlicher und forcierter Luftkühlung	BBC.-M. 1931, S. 333	
128	Karthäuser	Transformatoren-Ölkühlung	El.-W. 1928, S. 137	
129	Sieber u. Heiles	Lüftung von Transformatorkammern	E. T. Z. 1929, S. 1623	
130	Kehse	Beitrag z. Berechnung d. Erwärmung v. Transformatorenkesseln	E. T. Z. 1931, S. 1002	
131	Lapiné	Ölkessel für Transformatoren	E. u. M. 1925, S. 650	
132	Küchler	Vorausbestimmung d. stat. Erwärmung bei Transformatoren	F. T. Z. 1923, S. 54	
133	Steckler	Die Oberflächenbeanspruchung des Spulenkupfers von Öltransformatoren mit Scheibenwicklung durch die Wärme	E. u. M. 1929, S. 395	J
134	Ghisler	Beitrag zur Berechnung der stationären Erwärmung von Transformatorspulen	E. T. Z. 1930, S. 1580	
135	Bachmann	Die thermischen Grundlagen der Ölkühlung von Transformatoren	Diss. Dresden 1914	
136	Nolen	Temperaturverteilung in Öltransformatoren	E. T. Z. 1931, S. 1281	
137	ter Bosch	Die Wärmeübertragung	Springer, Berlin 1922	
138	Sieber	Zulässige Überlastung von ölgekühlten Transformatoren	E. T. Z. 1924, S. 769	
139	Salazin	Überlastung von Öltransformatoren mit Selbstkühlung	E. T. Z. 1930, S. 1317	
140	Montsinger	Belastung v. Transform. nach dem Grade ihrer Erwärmung	J. A. I. E. E. 1930, Bd. 49, S. 293	
141	Schwaiger	Elektrische Festigkeitslehre	Springer, Berlin 1925	
142	Schering	Die Isolierstoffe der Elektrotechnik	Springer, Berlin 1924	
143	Retzow	Die Eigenschaften elektrotechnischer Isoliermaterialien in graphischer Darstellung	Springer, Berlin 1927	
144	Stäger	Elektrotechnische Isoliermaterialien	Wiss. Verlags-G. m. b. H., Stuttgart 1931	
145	Matthias	Isolierstoffe	V. D. E-Verlad 1930	
146	V. D. E.	Vorschriften für Transformatoren- u. Schalteröle	V. D. E.-Verlag	
147	Petersen	Fortschritte in der Hochspannungstechnik	E. T. Z. 1928, S. 1018	K
148	Dreyfus	Über die Berechnung der Durchschlagsspannung zwischen kantigen Konstruktionsteilen unter Öl	A. f. E. 1924, Bd. 13, S. 123	
149	Crämer	Über die Beherrschung der Randfelder von Durchführungen und Transformatoren	Hochsp,-F., S. 235	
150	J. Müller	Isolierprobleme an Transformatoren für hohe Spannungen	E. u. M. 1919, S. 413	
151	Kehse	Die Isolation von Großtransformatoren hoher Spannung	E· T. Z. 1931, S. 1417	

№	Автор	Заглавие статьи или книги	Журнал или издательство	Главы
152	Matthias	Die heutigen Probleme d. Hochspannungs-Kraftübertragung	E. T. Z. 1931, S. 1457	
153	Dessauer	Transformatoren mit gesteuerter Isolierbeanspruchung	E. T. Z. 1923, S. 1087	K
154	Gauster	Über Hochspannungs-Pruftransformatoren	E. u. M. 1931, S. 809	
155	Arnold-La Cour	Die Transformatoren	Springer, Berlin 1910	
156	Bucher	Neue Formeln für die Hauptabmessungen eines Transf.	E. T. Z. 1929, S. 1287	
157	Faye-Hansen	Günstigste Verhältnisse zwischen den Stromdichten in den Transformatorwicklungen und über die Größe der Materialbeanspruchung	E. u. M. 1929, S. 545	
158	Richter	Das Verhältnis der Stromdichten bei Einheitstransformatoren	Ersch. in E. T. Z. 1932	
159	Darrieus	Wahl der Induktion und Stromdichte in Transformatoren	R. G. E. 1924. Bd. 16, S. 997	
160	Richter	Maschinen mit Wicklungen aus Aluminium	Fr. Vieweg & Sohn, 1916	
161	Bohle	Beitrag zur Berechnung von natürlich gekühlten Transf.	E. T. Z. 1927, S. 135	L
162	Metzler, Vidmar, Bohle, Andronescu	Berechnung von Transformatoren (Diskussion)	E. T. Z. 1925, S. 1171	
163	Vidmar	Zur Entwurfstheorie des Transformators	E. u. M. 1928, S. 349	
164	Mattanovich	Wie bestimmt der induktive Spannungsabfall die kleinstmöglichen Eisenverluste eines Transformators	E. u. M. 1930, 209	
165	Bihari u. Stein	Transformatorenberechnung mittels Nomogramms	E. T. Z. 1930, S. 382	
166	B. Schwarz	Der wirtschaftliche Entwurf des Transformators	E. u. M. 1931, S. 873	
167	Metzler, Schwarz	Diskussion zu lfd. Nr. 166	E. u. M. 1932, S. 147	